ARGENTINA ..... Pesos 133.33	FRANCIA .... Fr. Fr. 4.72	PARAGUAY .... Guar. 120
AUSTRALIA .... Sh. 12.10	GERMANIA .... D. M. 3.83	PERU' .... Sol. 42.83
AUSTRIA .... Sc. 24.90	GIAPPONE .... Yen. 346.80	PORTOGALLO ...... Esc. 27.61
BELGIO .... Fr. Bg. 48	INGHILTERRA .... Sh. 6.11	SPAGNA .... Pts. 57.69
BRASILE .... Crs. 1.200	ISRAELE .... L. I. 3.31	SUD-AFRICA .... R. 0.81
CANADA .... $ Can. 1.21	JUGOSLAVIA .... Din. 723	SVIZZERA .... Fr. S. 4.15
CILE .... Esc. 1.34	LIBIA .... L. Lib. 0/345	TURCHIA .... L. T. 8.70
DANIMARCA ...... Kr. D. 6.65	MALTA .... Sh. 6.11	URUGUAY .... Pesos 10.44
EGITTO .... Leg. 0/420	NORVEGIA .... Kr. N. 6.90	U.S.A. .... $ 1.61
ETIOPIA .... $ Et. 2.35	OLANDA .... Fol. 3.47	VENEZUELA .... Bs. 6.57

N. 5 - MAGGIO 1964

Spedizione in Abbonamento Postale - Gruppo III

LIRE 350

nuovi stabilizzatori al selenio

Negli apparecchi transistorizzati trovano sempre maggiore impiego diodi al selenio per la stabilizzazione dei diversi stadi. Per un migliore adattamento alle particolari esigenze dei circuiti stampati sono state sviluppate nuove esecuzioni.

Tipo	Numero di tavolette	Superficie delle tavolette	Corrente di stabilizzazione consigliata	Tensione di stabilizzazione	Corrente massima di stabilizzazione consentita	Peso
		cm²	mA	V	mA	g
0,7 St 1	1	0,03	0,5 ÷ 1	0,6 ÷ 0,7	5	0,4
1,4 St 1	2	0,03	0,5 ÷ 1	1,2 ÷ 1,4	5	0,4
2,1 St 1	3	0,03	0,5 ÷ 1	1,8 ÷ 2,1	5	0,4
2,8 St 1	4	0,03	0,5 ÷ 1	2,4 ÷ 2,8	5	0,4
3,5 St 1	5	0,03	0,5 ÷ 1	3,0 ÷ 3,5	5	0,4
4,2 St 1	6	0,03	0,5 ÷ 1	3,6 ÷ 4,2	5	0,4

Stabilizzatori al selenio in resina sintetica

Tipo	Numero di tavolette	Superficie delle tavolette	Corrente di stabilizzazione consigliata	Tensione di stabilizzazione	Corrente massima di stabilizzazione consentita	Peso
0,7 St 10	1	0,15	5 ÷ 10	0,6 ÷ 0,7	35	1
1,4 St 10	2	0,15	5 ÷ 10	1,2 ÷ 1,4	25	1
2,1 St 10	3	0,15	5 ÷ 10	1,8 ÷ 2,1	20	1
2,8 St 10	4	0,15	5 ÷ 10	2,4 ÷ 2,8	15	1

162-17

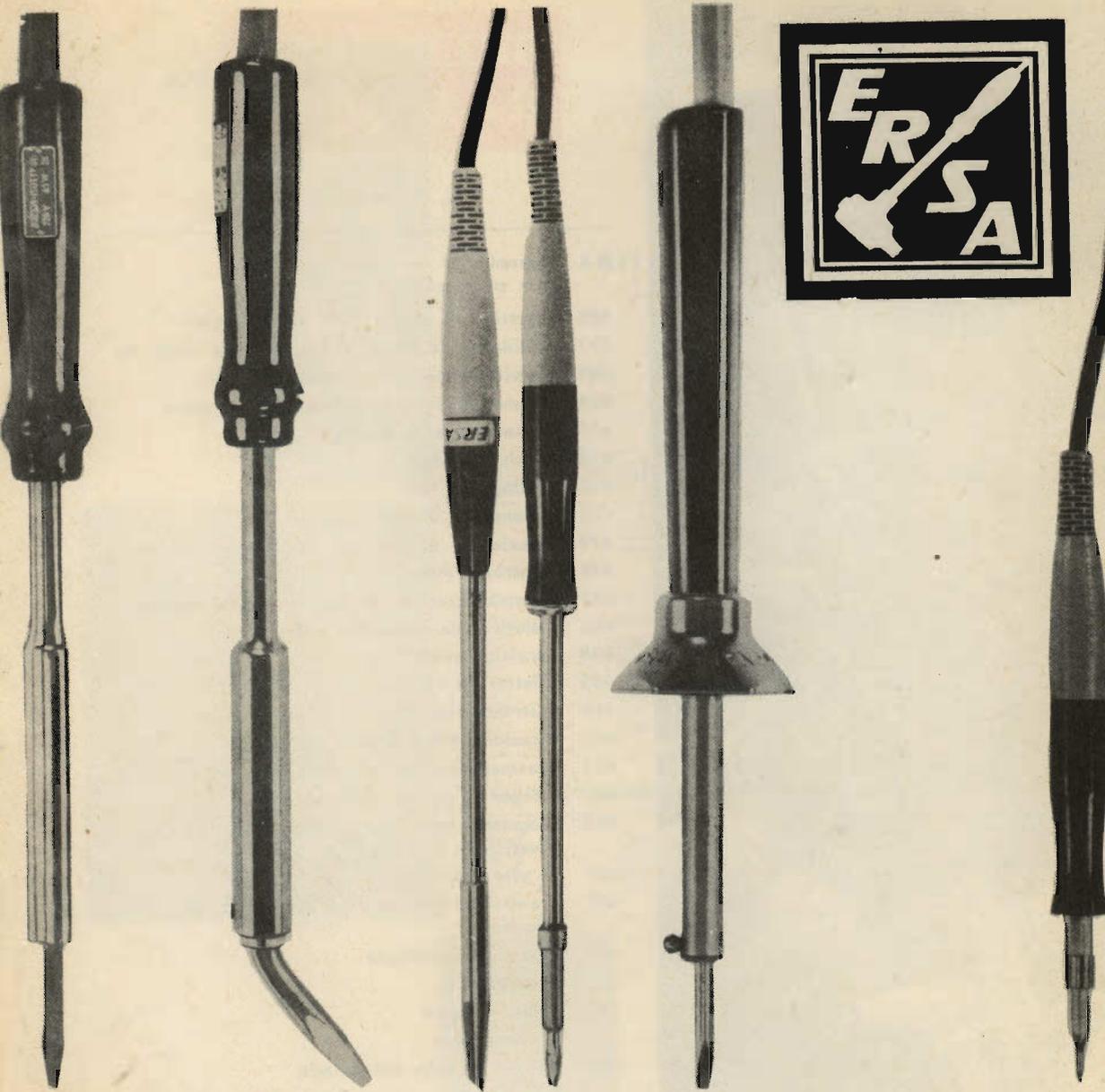
SIEMENS & HALSKE AG - SETTORE COMPONENTI

Rappresentanza per l'Italia:

SIEMENS ELETTRA S.P.A. - MILANO

SELEZIONE di tecnica RADIO-TV

N. 5 - Maggio 1964

Direzione, Redazione, Ufficio Pubblicità: Via Petrella, 6 - Milano - Telef. 21.10.51 - Direttore Responsabile: CESARE DALMASO - Autorizzazione alla pubblicazione Tribunale di Milano n. 4261 dell'1-3-1957. Stampa: Grafiche IGIESSE - Corso Sempione, 93 - Milano. Concessionario esclusivo per la diffusione in Italia e all'Estero: MESSAGGERIE ITALIANE Via P. Lomazzo, 52 - Milano - Telef. 33.20.41 - Spedizione in abbonamento Postale - Gr. III - Prezzo della Rivista L. 300, numero arretrato L. 600 - Abbonamento annuo L. 3.300 - per l'Estero L. 6.500. I versamenti per l'abbonamento e numeri arretrati vanno indirizzati a: Selezione di Tecnica Radio-TV - Via Petrella, 6 - Milano. C/C Postale N. 3/40678. Per i cambi d'indirizzo, allegare alla comunicazione l'importo di L. 200, anche in francobolli.

la grande marque internationale

Distribuited by G.B.C. electronic component

SELETTORE DI CANALI UHF A TRANSISTORI

L'introduzione del transistore AF 139 ha dato la possibilità di realizzare un selettore di canali UHF che, rispetto a quelli equipaggiati con valvole, offre notevoli vantaggi riscontrabili direttamente sull'immagine stessa, e cioè una maggiore amplificazione e un minore rumore (effetto neve). Il progetto di un siffatto selettore non è stato molto laborioso in quanto le caratteristiche del transistore AF 139 come quadripolo sono identiche a quelle di una valvola impiegata in questo circuito (per esempio, il triodo con griglia a quadro PC 88).

Siccome attualmente questi transistori per UHF non vengono prodotti in grande serie, il progettista e il costruttore hanno preferito usare per il selettore UHF equipaggiato con transistori, la stessa disposizione meccanica e lo stesso chassis impiegato attualmente per i selettori equipaggiati con valvole in modo da consentire, durante una produzione di serie, la sostituzione immediata e facile di un selettore a transistori con un selettore a valvole.

Comunque, è bene precisare che, nelle località a forte intensità di campo, quando cioè ai capi del cavo di discesa d'antenna si ha un segnale notevole, è preferibile usare sempre il selettore a valvola anzichè quello a transistori.

Scelta del punto di lavoro

Il valore della tensione applicabile al collettore viene stabilito, in un normale ricevitore per televisione, in base alle batterie usate; in genere, è disponibile una tensione di alimentazione di 9 V o di 12 V. La tensione e la corrente di collettore sono inoltre limitate dalla massima potenza dissipabile la quale, a sua volta, dipende dal valore della massima temperatura ambiente ammissibile; infatti, la temperatura alla giunzione, è data dalla formula:

$$t_j = t_{amb} + KP$$

La resistenza termica (K) e la massima temperatura alla giunzione (t_{jmax}) sono gran-

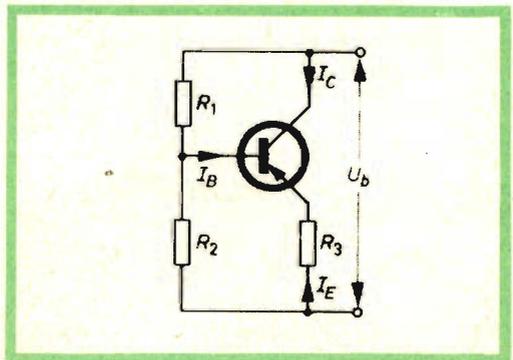



Fig. 1 - Partitore della tensione di base R_1, R_2 per la regolazione del punto di lavoro.

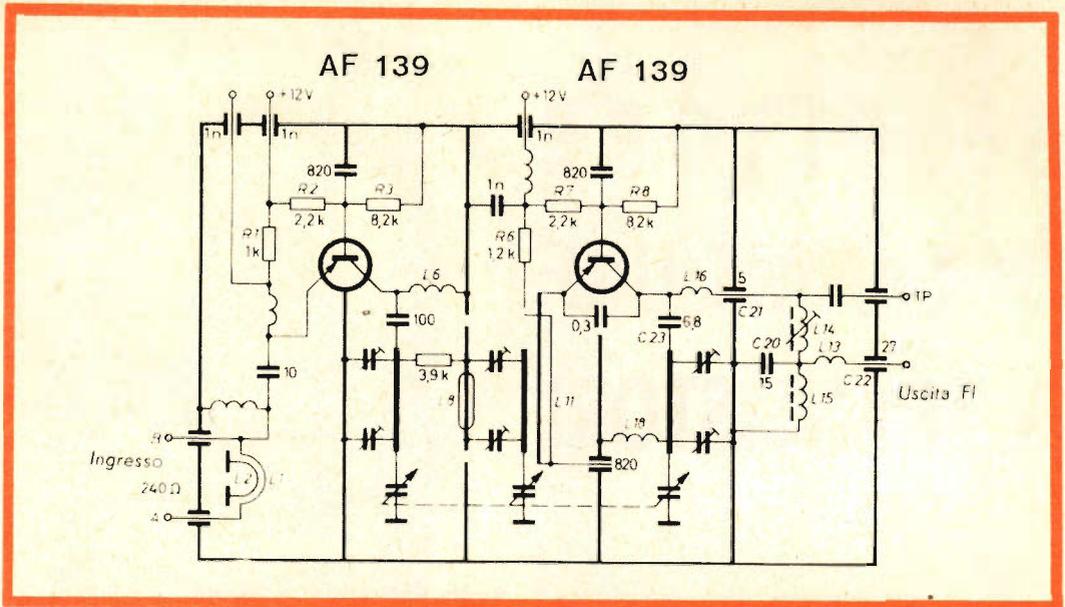



Fig. 2 - Schema elettrico del selettore di canali UHF senza controllo automatico di frequenza.

dezze caratteristiche costanti per un dato transistore: pertanto, in base alla precedente formula, il selettore di canali a transistori potrà lavorare ad una temperatura ambiente elevata solo se la potenza dissipata P diventa di più basso valore. Questa considerazione vale in particolare per i televisori ibridi; il motivo è ovvio.

Per la corrente di collettore si deve inoltre tener presente un altro fattore, e cioè, la dipendenza della resistenza equivalente di rumore (R_{eq}) dalla corrente di collettore; questa resistenza, per correnti basse e medie, raggiunge un valore minimo: il valore di $-I_C$ corrispondente a questo minimo di resistenza di rumore, per il transistore AF 139, è circa 1,5 mA. Il valore reale e definitivo della corrente di collettore può però scostarsi da questo valore in quanto nel fattore di rumore complessivo di un selettore di canali non solo entra in gioco il rumore originato nello stadio preamplificatore ma anche quello che si produce nello stadio mescolatore e nei vari adattamenti di impedenza.

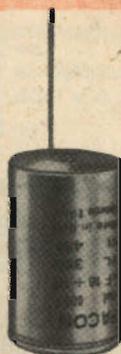
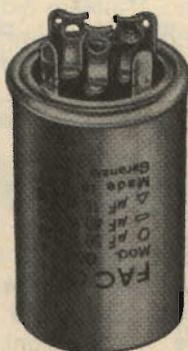
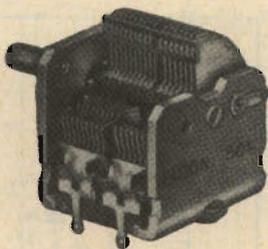
Siccome la corrente che circola nel partitore di base ($R_1 + R_2$) può essere stabilita, la tensione al collettore sarà:

$$V_{CE} = V_B - I_E \cdot R_3$$

Il valore della resistenza R_3 viene fissato in base alla stabilizzazione di temperatura richiesta (vedi fig. 1). Conoscendo V_{CE} e I_C risulta fissato il punto di lavoro.

Si ottengono buoni risultati quando il partitore di tensione base-emettitore viene dimensionato in modo che la corrente che lo attraversa risulta leggermente superiore alla corrente di base.

Scelta dei circuiti accordati

Le impedenze d'ingresso e d'uscita di un transistore funzionante nella banda UHF sono dello stesso ordine di grandezza di quelle delle valvole impiegate in un selettore UHF. Pertanto, i circuiti del collettore e dell'emettitore possono essere in linea di massima, dimensionati con gli stessi criteri con cui vengono dimensionati gli analoghi circuiti equipaggiati con valvole. Da notare, però, che a causa della conduttanza di reazione (Y_{12}) del

FACON
FABBRICA CONDENSATORI ELETTRICI s.r.l.
VARESE - VIA APPIANI, 14 - TELEF. 22.501
FACON

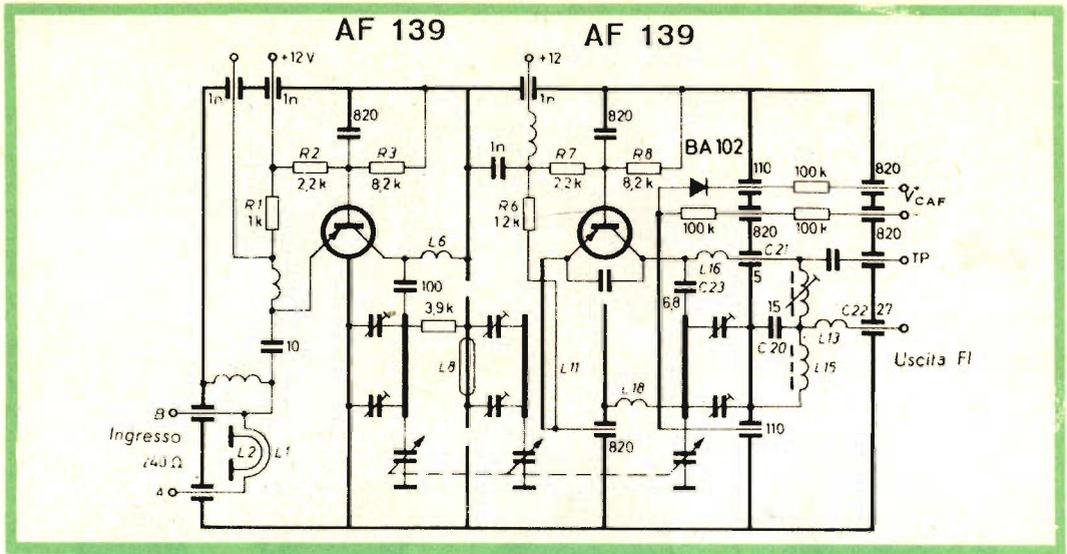



Fig. 3 - Schema elettrico del selettore di canali UHF con controllo automatico di frequenza.

transistore (a quelle frequenze non è trascurabile), le ammettenze d'ingresso e d'uscita dello stadio equipaggiato con un transistore variano i loro valori al variare della frequenza di funzionamento, più di quanto non avvenga con le valvole. Di questo comportamento, dipendente dalla frequenza di funzionamento, si deve tener conto nel dimensionare il filtro di banda; eventualmente, in quest'ultimo, si può impiegare un accoppiamento misto, e cioè, induttivo capacitivo.

Perchè l'oscillatore possa produrre una tensione oscillante di considerevole ampiezza, è necessario che il rapporto L/C del circuito osciliante sia più elevato possibile; ciò, ovviamente, si ottiene allungando le linee di risonanza e facendo in modo che il carico capacitivo di queste sia molto ridotto. Se si realizzano queste condizioni, anche il fattore di rumore dello stadio mescolatore si abbassa.

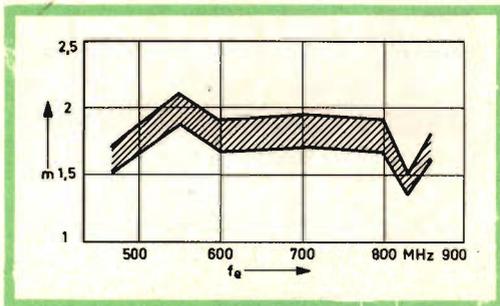



Fig. 4 - Fattore di riflessione m in funzione della frequenza d'ingresso fe.

Il fattore di rumore

Il fattore di rumore complessivo del selettore di canali è dato da:

$$F_{tot} = F_{ampl\ RF} \frac{F_{mesc} - 1}{V_{ampl\ RF}}$$

L'optimum del rumore per il transistore AF 139 si ha, come abbiamo detto, quando $-I_C \approx 1{,}5$ mA; dalla precedente relazione si ricava che il fattore di rumore complessivo, via via che l'amplificazione del segnale dello stadio RF aumenta ($V_{ampl\ RF}$) dipende esclusivamente dal valore del fattore di amplificazione dello stadio RF. L'amplificazione dello stadio RF aumenta a sua volta, man mano che aumenta la corrente di collettore.

Aumentando la corrente di collettore dello stadio RF il fattore di rumore aumenta molto meno dell'amplificazione; pertanto il valore ottimo del rapporto fattore di rumore complessivo/amplificazione si avrà in corrispondenza di $-I_C \approx 2$ mA.

Supporti per i transistori

Contro l'impiego di supporti per i transistori stanno le elevate induttanze dei collegamenti. Per l'impiego dei supporti sta invece la facilità con cui si può sostituire un eventuale transistore difettoso; oltre a ciò, l'impiego dei supporti consente di realizzare un cablaggio sempre uguale, il che, a queste frequenze, ha la sua importanza. Infine, viene automaticamente eliminata la possibilità che, a motivo di una punta di saldatore ossidata, si possa danneggiare irrimediabilmente il transistore.

Ora che abbiamo passato in rassegna i vari concetti che sono alla base del dimensionamento del selettore UHF a transistori vediamo come, in pratica, un siffatto selettore possa essere realizzato.

Descrizione del circuito

Nelle figure 2 e 3 sono riportati gli schemi elettrici di due selettori di canali che differiscono solo per il fatto che quello indicato in figura 3 possiede un circuito di controllo automatico della frequenza dell'oscillatore (CAF).

L'ingresso di antenna, progettato per una impedenza simmetrica di 240 Ω, viene adattato alla resistenza d'ingresso del primo stadio con il solito sistema, e cioè, mediante un trasformatore di $\lambda/2$ costituita da L_1 e L_2. La dipendenza dalla frequenza della resistenza d'ingresso viene compensata mediante una bobina che si trova nel circuito dell'emettitore in modo che il fattore di riflessione viene ad assumere il valore $m \leqq 3$ (fig. 4). Il noto circuito a π impiegato nei selettori di canali UHF equipaggiati con valvole qui non è richiesto.

Sul collettore del transistore d'ingresso si trova una linea accordabile la quale con quella collegata all'emettitore del transistore mescolatore-oscillatore forma un filtro di banda. L'accoppiamento tra questi due circuiti si effettua sia attraverso il campo magnetico che attraversa i fori praticati nella parete divisoria tra i due circuiti, sia mediante il campo elettrico prodotto dalla bobina di accoppiamento L_8. Il segnale amplificato viene prelevato dal filtro passabanda, mediante L_{11} e mescolato in modo additivo con la tensione oscillante presente sull'emettitore del secondo transistore. Sul collettore del secondo transistore si trovano collegati in parallelo sia il circuito d'uscita a frequenza intermedia sia la linea risonante accordata ad una frequenza superiore a quella della portante del canale che si vuole ricevere. Viene usata per l'oscillatore una linea molto lunga e quindi ad elevata induttanza e basso valore di carico capacitivo. In un circuito siffatto, le correnti circolanti al di sopra del trimmer " nodale " sono relativamente basse e la taratura del selettore non risulta quindi critica.

Per impedire che il circuito FI si disintonizzi quando si procede all'accordo del-

Fig. 5 - Amplificazione di potenza V_P in funzione della frequenza d'ingresso f_e per $V_B = 12$ V e $V_B = 9$ V.

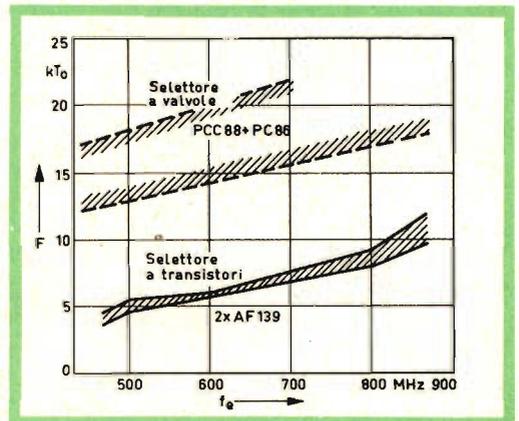
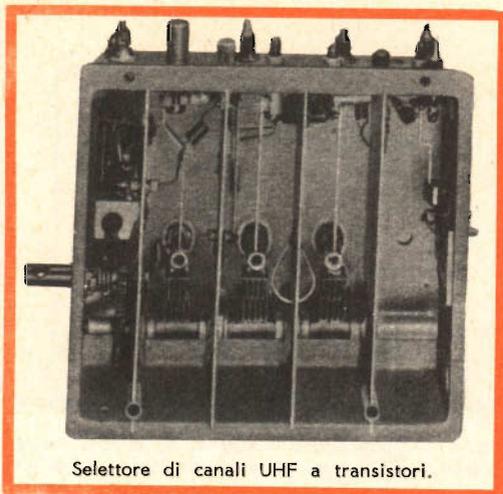



Fig. 6 - Variazione del fattore di rumore F per il selettore di canali UHF a transistori e a valvole.

Selettore di canali UHF a transistori.

l'oscillatore si fa in modo che l'accoppiamento (C_{23}) del circuito dell'oscillatore al transistore sia molto lasco. La bobina L_{18}, nel circuito oscillatore, cortocircuita le tensioni FI impedendo il loro ingresso nel circuito dell'oscillatore. Oltre a ciò, l'oscillatore e i circuiti FI sono ulteriormente disaccoppiati mediante un gruppo LC, (L_{16}, C_{21}).

La tensione dell'oscillatore presente ai morsetti d'ingresso di antenna è molto bassa grazie alla selettività del filtro di banda UHF, e grazie al basso valore della tensione oscillante sull'emettitore del transistore mescolatore. L'irradiazione eventuale che potrebbe avvenire attraverso l'uscita FI viene portata ai valori consentiti dai capitolati mediante le reti di filtraggio L_{13}, L_{14}, L_{16}, C_{20}, C_{21} e C_{22}.

Il circuito è stato progettato per funzionare con una tensione di batteria di 12 V. Esso però prevede una alimentazione anche di V_B = 9 V, senza alcun pregiudizio del suo funzionamento. I valori con l'alimentazione rispettivamente di V_B = 12 e V_B = 9 V sono riportati nella tabella 1.

I collettori dei transistori si trovano a potenziale zero (L_6 e L_{15}). Gli emettitori sono collegati alla tensione di alimentazione + 12 V attraverso le resistenze R_1 e R_6, mentre le tensioni di base sono ottenute mediante un partitore di tensione (R_2, R_3 e R_6, R_8). Il dimensionamento delle resistenze offre una buona stabilizzazione fino alla temperatura ambiente ammissibile di 50° C. La corrente di collettore è circa 2 mA; una corrente di circa 1 mA scorre in ciascun partitore di base. La tabella 1 contiene i valori riscontrati in una campionatura di selettori UHF con tensione di alimentazione V_B = 12 V, e I_{tot} = 7 mA oppure V_B = 9 V, I_{tot} = 5 mA.

Con V_B = 9 V la tensione oscillante dell'oscillatore diminuisce di circa il 30% rispetto a quella che si ha quando la tensione di alimentazione è V_B = 12 V.

L'oscillatore si blocca con V_B = 5... 7 V. La forma della curva di risposta RF rimane pressoché immutata.

Per una produzione di serie bisogna prendere in considerazione ovviamente i valori di amplificazione più bassi (fig. 5) in quanto il fattore di merito di una linea (Q) viene considerevolmente abbassato quando tutte le tolleranze dei parametri dei transistori si trovano verso il loro valore più basso.

In figura 6 è riportato l'andamento del fattore di rumore per due selettori equipaggiati con valvole e con transistori.

L. C.

TABELLA 1

Tensione di Alimentazione V_B (V)	Amplificazione di potenza V_P (dB)	Larghezza di banda B (MHz)	Fattore di riflessione m	Cifra di rumore F (kT_0)	Costanza di oscillazione $V_B = \pm$ 10% (kHz)	Selettività FI (dB)	Frequenza di reiezione (dB)
12	$\geqq$ 24	16	$\leqq$ 2,5	$\leqq$ 12	$\leqq$ ± 150	> 60	> 40
9	$\geqq$ 18	16	$\leqq$ 2,3	$\leqq$ 15	$\leqq$ ± 150	> 60	> 40

OSCILLATORE A BASSA DISTORSIONE SU 1000 Hz

La tensione alternata di uscita di Tr1 (1000 Hz) viene riportata alla base dello stesso Tr1 attraverso uno stadio « emitter follower » (Tr2) ed una rete RC; la reazione viene così a dipendere dal valore della frequenza.

La frequenza di oscillazione dipende da: C1, C2, R3 e R7, e può quindi essere variata assegnando a questi componenti un diverso valore.

Si possono inoltre regolare (regolazione fine) la frequenza e l'ampiezza dell'oscillazione: la frequenza si regola agendo su R9, l'ampiezza su R8.

La tensione di uscita viene stabilizzata mediante controreazione dall'emettitore di Tr2 all'emettitore di Tr1, attraverso la lampadina La.

La tensione di uscita viene prelevata tra il collettore e l'emettitore di Tr3, montato in uno stadio « emitter-follower »; in questo modo il carico dell'oscillatore viene mantenuto costante e indipendente dal carico applicato. Il massimo grado di stabilità si ha per una tensione di uscita compresa da 2 a 2,8 Veff alla quale corrisponde una distorsione minore dell'1 ‰.

La massima tensione di uscita è di 3,5 Veff prelevata ai capi di una resistenza di 600 Ω con una distorsione inferiore al 2,5 ‰.

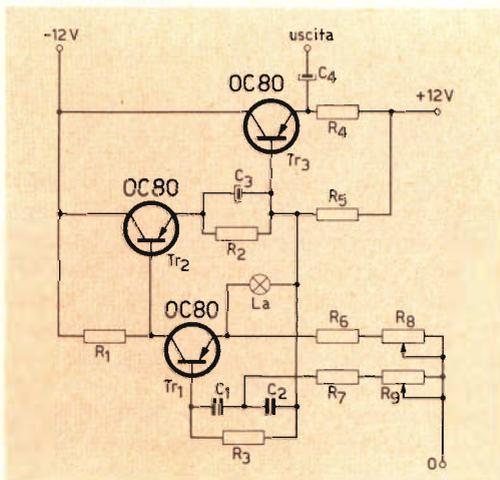



Fig. 1 - Schema elettrico dell'oscillatore a bassa distorsione a 1000 Hz.

Componenti

R_1 = 1500 Ω	R_6 = 56 Ω	C_1 = 33000 pF
R_2 = 100 Ω	R_7 = 1800 Ω	C_2 = 33000 pF
R_3 = 10 kΩ	R_8 = 250 Ω	C_3 = 25 μF
R_4 = 820 Ω	R_9 = 1000 Ω	C_4 = 25 μF
R_5 = 470 Ω		

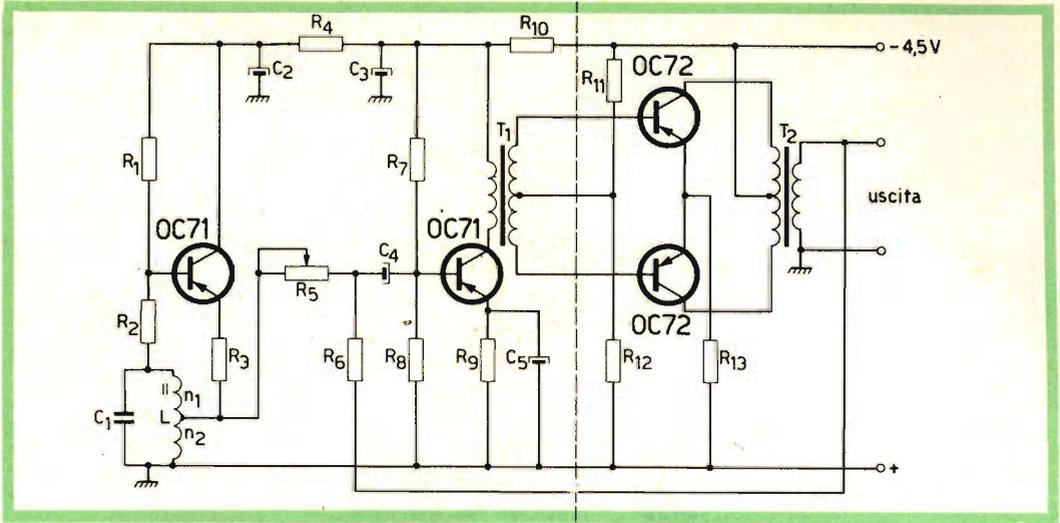



Fig. 2 - Schema elettrico dell'oscillatore a 1000 Hz.

Componenti

R_1 = 7 kΩ		C_1 = 22000 pF
R_2 = 1 kΩ	R_8 = 2200 Ω	
R_3 = 56 Ω	R_9 = 120 Ω	T_1 = rapporto 1 : (1+1)
R_4 = 100 Ω	R_{10} = 100 Ω	T_2 = impedenza r_{cc} = 115 Ω
R_5 = 5 MΩ	R_{11} = 2700 Ω	
R_6 = 39 kΩ	R_{12} = 100 Ω	n_1 = 1426 spire
R_7 = 6800 Ω	R_{13} = 5 Ω	n_2 = 194 spire

Oscillatore a 1000 Hz

L'oscillatore vero e proprio è costituito solo dal primo stadio dove viene impiegato il transistore OC 71 montato in un circuito oscillatore tipo Hartley. Il secondo stadio pilota lo stadio finale, che comprende due transistori funzionanti in controfase (push-pull). Con una tensione di alimentazione di 4,5 V, la potenza ottenibile all'uscita è di 220 mW.

Lo stadio finale può anche essere omesso, in questo caso però la massima potenza di uscita si riduce a 5 mW. La frequenza di lavoro dell'oscillatore è di 1 kHz.

Oscillatore ad onde lunghe da usare in coppia con un radioricevitore provvisto di presa fono.

Il circuito illustrato in fig. 3 è del tipo Colpitts e genera un'oscillazione con una frequenza di circa 160 kHz che può essere modulata con un segnale di BF fornito da un fonorivelatore.

Un ricevitore in grado di ricevere la banda delle onde lunghe ma sfornito di presa fono può essere così utilizzato per

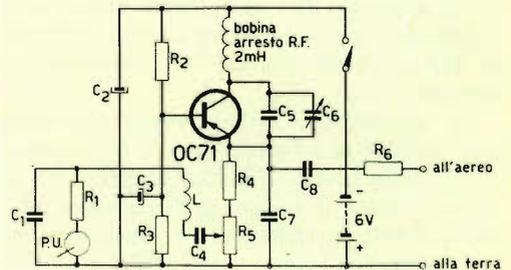



Fig. 3 - Schema elettrico dell'oscillatore ad onde lunghe da usare in coppia con un radioricevitore sprovvisto di presa-fono.

Componenti

Resistenze	Condensatori
R_1 = 10 kΩ	C_1 = 220 pF
R_2 = 6800 Ω	C_2 = 8 μF
R_3 = 47 kΩ	C_3 = 8 μF
R_4 = 12 kΩ	C_4 = 0,5 μF
R_5 = 15 kΩ	C_5 = 470 pF
R_6 = 10 kΩ	C_6 = 30 pF
	C_7 = 5000 pF
	C_8 = 5000 pF

la riproduzione di dischi; basta semplicemente inserire il terminale di uscita di questo oscillatore modulato nella presa di antenna del ricevitore stesso.

Il ricevitore dovrebbe poter essere accordato su una frequenza di circa 160 kHz corrispondente ad una lunghezza d'onda di 1875 m.

Il condensatore di accordo C9 permette di regolare la frequenza delle oscillazioni in modo da evitare eventuali interferenze con segnali emessi da un eventuale trasmettitore a onde lunghe.

La resistenza R5 permette di regolare la percentuale di modulazione.

Qualora si impiegasse un fonorivelatore magnetico e quindi una bassa resistenza o bassa tensione di uscita, la resistenza R1 deve essere cortocircuitata oppure eliminata.

A. M.

Il Governo Giapponese rinuncierà alla tassa del 20% sui televisori a transistor. Ne conseguirà un aumento di vendite all'interno e una riduzione di prezzi per l'esportazione.

PER CINESCOPI DA 23" - 110°

AMPLIFICATORE VIDEO TRANSISTORIZZATO

Viene descritto un amplificatore video con un AF 117 ed un BF 109, con comando di contrasto che mantiene costante il livello del nero. La gamma di controllo è di 1 : 5, e la banda totale è di circa 4,8 MHz a —3 dB.

Per il pieno pilotaggio dei cinescopi tipo AW 59-91, con E.A.T. di 17 kV e tensione sulla seconda griglia di 400 V, è necessario che il segnale applicato al catodo abbia un'ampiezza picco-picco di almeno 70 V; infatti nelle condizioni indicate prima, l'estinzione del raster si ottiene con una tensione di 70 V applicata tra catodo e griglia.

Il circuito che verrà descritto fornisce un segnale video completo di circa 100 V picco-picco, ed è quindi in grado di pilotare cinescopi da 23".

Il circuito

L' amplificatore video è composto da due transistori: un AF 117 pilota nella configurazione con collettore comune, ed un BF 109, quale amplificatore finale con emettitore a massa.

Poiché l'impedenza di uscita dell'emitter follower è bassa, la capacità riportata all'ingresso del finale per effetto Miller non influenza la banda passante dell'amplificatore video.

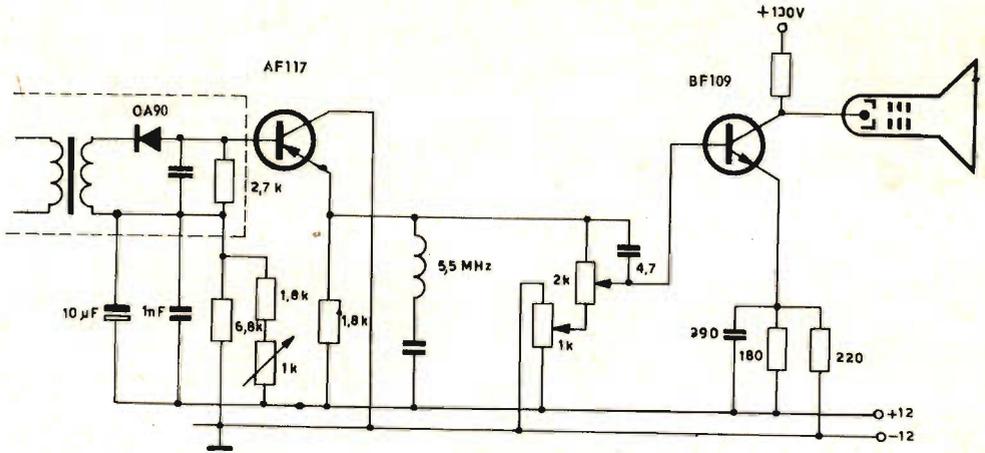
Nel circuito di polarizzazione di base dell'AF 117 vi è un potenziometro da 1 kΩ che permette di determinare il punto di lavoro del pilota e, dato l'accoppiamento in continua, anche quello del finale.

Nel circuito di emettitore dell'AF 117 si trova la trappola a 5,5 MHz, ed un potenziometro da 2 kΩ che serve quale comando di contrasto: l'estremità inferiore di questo potenziometro è connessa al cursore di un secondo potenziometro (semifisso) da 1 kΩ, che permette di bilanciare la tensione continua presente sull'emettitore dell'AF 117. Regolando questo potenziometro si sposta ulteriormente il punto di lavoro del BF 109, in modo da mantenere costante il livello del nero al collettore (e quindi al catodo del cinescopio) indipendentemente dalla posizione del comando di contrasto. Il condensatore da 4,7 pF dà una compensazione nelle posizioni intermedie del comando di contrasto.

Nella scelta del punto di lavoro bisogna curare che né l'emitter follower né il finale producano un « clipping » del segnale.

Per questo è necessario che la minima corrente di collettore dell' emitter follower non scenda al disotto di 1,5 mA.

Qualora il segnale per il separatore dei sincronismi venga prelevato dall' emettitore dell'AF 117, si può portare il BF 109 a lavorare in modo che al collettore i picchi di sincronismo vengano eliminati dall' interdizione del transistore. In questo modo il livello del nero può essere mantenuto più alto (circa 100 V anziché gli 80 V che si hanno se sono presenti i picchi di sincronismo) sfruttando l' intera escursione della tensione di collettore per il segnale video.

La resistenza equivalente di emettitore

Schema elettrico dello stadio amplificatore video transistorizzato per il pilotaggio di cinescopi da 23", 110°.

del BF 109 (100 Ω) ha in parallelo un condensatore di 390 pF in modo da ottenere una buona linearità della caratteristica di ingresso ed una curva di risposta abbastanza piatta.

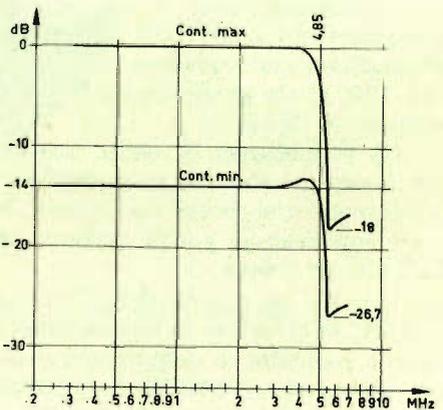
Non si è riscontrata la necessità di inserire delle induttanze di compensazione nel circuito, in quanto l'amplificatore ha dimostrato di avere un'ottima curva di risposta.

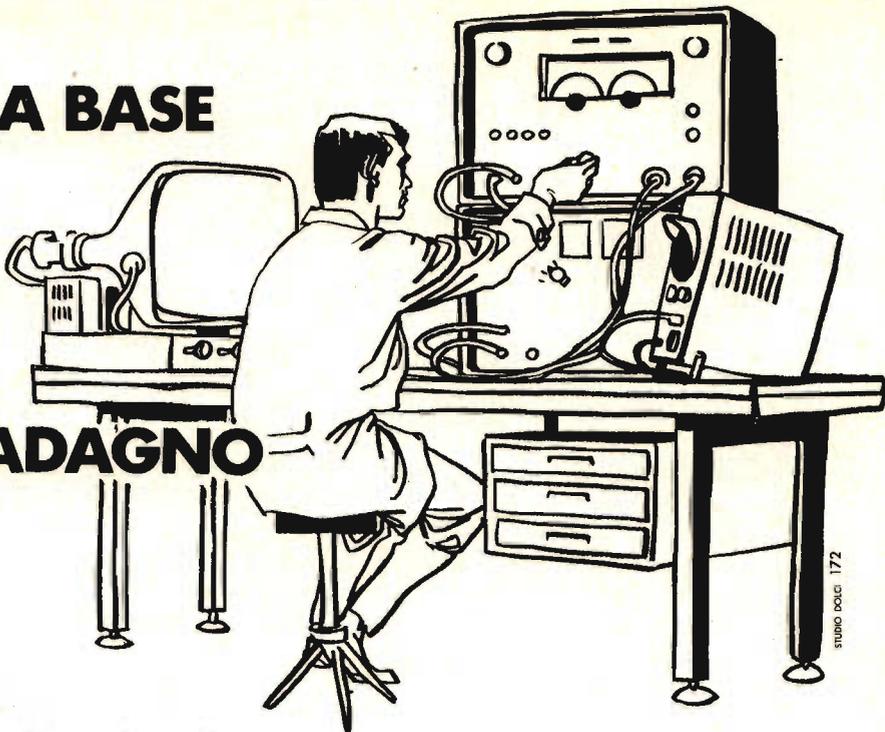
Disposizione meccanica

Per minimizzare l'influenza delle capacità del cablaggio, lo stadio finale è stato montato su una basetta solidale con lo zoccolo del cinescopio.

Con questo montaggio le capacità parassite dovute al cablaggio sono ridotte al minimo: si può considerare che esse valgano circa 2 pF.

Poiché la capacità di uscita del BF 109 è di 4 pF e quella d'ingresso del cinescopio è C_k = 4 pF (rispetto a tutti gli altri elettrodi), si può ritenere che la resistenza di carico di collettore del finale sia in parallelo a circa 10 pF.

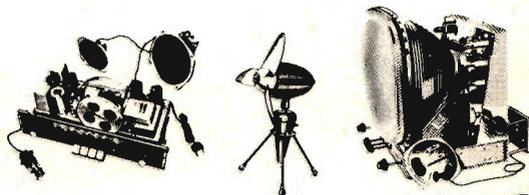
Il comando di contrasto, che necessariamente è un comando esterno, è inserito in un circuito a bassa impedenza, cosicché le capacità del cablaggio dovute alle connessioni del potenziometro, hanno una influenza ridotta sulle prestazioni del circuito.

Curva di risposta dell'amplificatore video equipaggiato con il transistore AF 117 e BF 109; rispettivamente con il contrasto al massimo e con il contrasto al minimo.

ALLA BASE DI UN ALTO GUADAGNO

Alla base di un alto guadagno si trova una buona specializzazione; le migliori strade sono aperte ai tecnici; i più alti stipendi sono percepiti dagli specializzati.
Oggi, infatti, un tecnico elettronico riesce a guadagnare con facilità 150-180 mila lire mensili e più; ed è una professione richiestissima, moderna, attraente.
Anche Voi desiderate un alto guadagno? SpecializzateVi!
E ciò sarà facile con i corsi per corrispondenza della SCUOLA RADIO ELETTRA (ricchissimi di materiali) che Vi permetteranno in breve tempo di qualificarVi tecnici in:

ELETTRONICA - RADIO
TV - ELETTROTECNICA

Se volete quindi ottenere un alto guadagno con una professione affascinante, se cercate un lavoro migliore, se avete interesse ad un hobby intelligente e pratico, richiedete subito l'opuscolo gratuito a colori alla SCUOLA RADIO ELETTRA.

RICHIEDETE L'OPUSCOLO GRATUITO A COLORI ALLA

Scuola Radio Elettra
Torino Via Stellone 5/108

Francatura a carico del destinatario da addebitarsi sul conto credito n. 126 presso l'Ufficio P.T. di Torino A. D. - Aut. Dir. Prov. P.T. di Torino n. 23616 1048 del 23-3-1955

Scuola Radio Elettra
Torino
via stellone 5/108

COMPILATE RITAGLIATE IMBUCATE

spedire senza busta e senza francobollo

Speditemi gratis il vostro opuscolo
(contrassegnare così ☑ gli opuscoli desiderati)

☐ RADIO - ELETTRONICA - TRANSISTORI - TV
☐ ELETTROTECNICA

MITTENTE

nome ____________
cognome ____________
via ____________
città ________ prov. ________

NON TAGLIARE I BORDI BIANCHI

Si è trovato sperimentalmente che per una lunghezza di queste connessioni fino a circa 50 cm non si hanno variazioni delle prestazioni dell'amplificatore.

Alimentazione

L' alimentazione dell' emitter follower è fornita dall' alimentatore generale a 12 V.

Per il finale, la tensione necessaria è ottenuta rettificando impulsi positivi del trasformatore di riga (AT 2037).

Il diodo impiegato è il BY 100, ed il filtraggio è ottenuto con un condensatore da 8 μF.

Per evitare un eccessivo aumento della tensione rettificata nelle condizioni di basso assorbimento del finale video, si è prevista una resistenza di zavorra in parallelo al condensatore di filtro, che assorbe circa 5 mA. Inoltre per limitare il picco di corrente durante il periodo di conduzione del diodo, si è inserita una induttanza in serie all'anodo del BY 100, del valore di circa 10 μH.

La tensione ricavata dal gruppo di rettificazione è di circa 130 V, e dipende dalle condizioni di funzionamento dello stadio finale di riga.

Risultati e misure

La banda passante dell' amplificatore, misurata, è di 4,85 MHz a — 3 dB. La misura è stata effettuata con segnale sinusoidale, ed il risultato è stato controllato visivamente mediante il « Polyskop ». Il guadagno è di circa 31 volte.

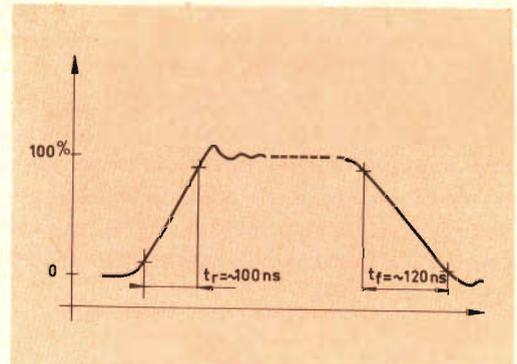
Il controllo esercitato dal contrasto è di circa 14 dB. La trappola suono dà una attenuazione della frequenza di 5,5 MHz di circa 18 dB con il comando del contrasto al massimo e di circa 12 dB con il comando del contrasto al minimo.

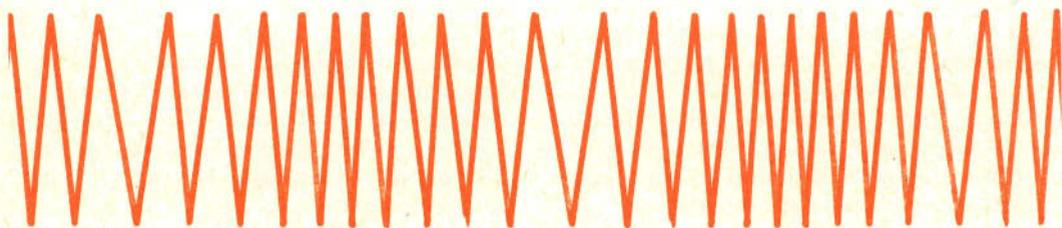
Si è inoltre misurata la linearità dell'amplificatore iniettando all'ingresso una tensione costante alla frequenza di 800 kHz e facendo variare la corrente media del finale da 9 a 21 mA: e nel grafico è riportata la funzione Vu = f (I_{cmed})/Vu per I_{cmed} = 18 mA.

La dissipazione del transistore finale massima ammonta a 0,98 W circa. Si è adottato un radiatore con alette radiali, con una superficie di circa 8 cm². Con questo accorgimento la temperatura dell'involucro del BF 109 nelle condizioni di massima dissipazione, e con T_{amb} = 25° C, è di circa 75°C. La temperatura della giunzione è in queste condizioni di circa 135°C, valore che è largamente inferiore al limite ammissibile per il transistore BF 109.

Curva di linearità dell'amplificatore video in funzione della corrente di collettore I_c.
In ordinate: rapporto tra le tensioni di uscita per I_c variabile e per I_c = 18 mA, con tensione di ingresso costante di frequenza = 800 kHz.

La risposta dell'amplificatore per segnali a fronte ripido è tale che all'uscita si può riscontrare un tempo di salita tr = ≈ 100 ns ed un tempo di caduta t_f = ≈ 170 ns. L' over-shoot è di circa il 7%.

(Laboratorio Applicazioni Philips)

Risposta alle onde quadre dell'amplificatore video.

LA MODULAZIONE DI FREQUENZA

II Parte

Nel primo articolo di questa serie, abbiamo descritto l'onda modulata in frequenza e le sue proprietà. In questo articolo, inizieremo la descrizione dei differenti circuiti generalmente impiegati per la ricezione della modulazione di frequenza, ossia del ricevitore a MF.

Al fine di avere una idea generale del funzionamento del ricevitore a MF, nelle figure 1 e 2 sono indicati gli schemi a blocchi di un ricevitore per MA e di un ricevitore per MF. Ogni sezione del ricevitore è stata rappresentata con un rettangolo, al di sopra del quale è indicata la forma d'onda del segnale che viene applicato allo stadio seguente, in modo che si possa a colpo d'occhio vedere l'effetto di uno stadio sul segnale.

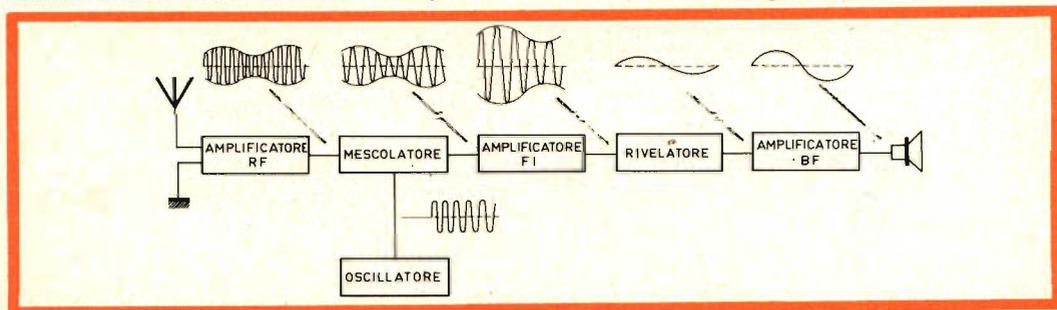



Fig. 1 - Schema a blocchi di un ricevitore per onde medie.

Descrizione degli schemi a blocchi di fig. 1 e 2

Il ricevitore MA

La fig. 1 rappresenta lo schema a blocchi di un ricevitore per MA. In questo ricevitore il segnale proveniente dall'antenna, la cui frequenza nel caso della radiodiffusione è compresa all'incirca fra i 150 kHz e i 30 MHz, è applicato ad un amplificatore a RF.

Dopo essere stato amplificato il segnale viene applicato ad uno stadio mescolatore. In questo stadio, come indica il suo nome, il segnale proveniente dall'antenna viene « mescolato » con un segnale, generalmente di frequenza più elevata, proveniente da un oscillatore.

Questa mescolazione origina parecchi segnali a differenti frequenze per cui oltre alle frequenze dei segnali d'antenna e d'oscillatore, abbiamo ad esempio, le frequenze somma e differenza di questi segnali.

Tuttavia, a noi interessa solo la frequenza differenza fra il segnale d'antenna e il segnale d'oscillatore, dato che generalmente i filtri di banda della sezione a frequenza intermedia (FI) sono accordati su questa frequenza.

Perciò solo il segnale la cui frequenza differisce da quella dell'oscillatore locale di una quantità pari al valore della FI farà comparire una tensione ai capi dei filtri di media frequenza, mentre gli altri segnali risultanti dalla mescolazione, ma aventi frequenze differenti, risultano cortocircuitati. I valori di FI più usati sono compresi fra i 450 e i 470 kHz. Il segnale a FI è quindi amplificato in uno o più stadi amplificatori, e viene poi applicato al rivelatore. Nel rivelatore il segnale a BF è separato dal segnale a FI, che dopo la mescolazione, era diventato la portante del segnale a BF.

Infine il segnale a BF dopo essere stato adeguatamente amplificato in una sezione amplificatrice di BF, viene applicato ad un altoparlante.

Il ricevitore MF

Nel ricevitore MF il funzionamento è analogo a quello di un ricevitore MA, come si può notare osservando lo schema a blocchi di figura 2. Il segnale proveniente dal dipolo d'antenna, la cui frequenza nel caso della radio diffusione è compresa fra 86,5 e 108 MHz viene portato all'amplificatore a RF. Dopo l'amplificazione il segnale è applicato allo stadio mescolatore.

In questo stadio il segnale d'antenna è mescolato con un segnale proveniente dall'oscillatore locale, che darà luogo all'apparizione di un gran numero di segnali a frequenze differenti. Anche in questo caso i filtri di banda dell'amplificatore a FI sono accordati su una frequenza fissa, generalmente corrispondente alla differenza fra la frequenza d'antenna e quella dell'oscillatore, per cui solo i segnali aventi questa frequenza faranno apparire una tensione ai capi dei filtri a FI. Nella maggior parte dei ricevitori per la MF il valore della FI è uguale a 10,7 MHz.

Il segnale a FI, che risulta modulato in frequenza come la portante, è amplificato da uno o più stadi amplificatori, e poi ap-

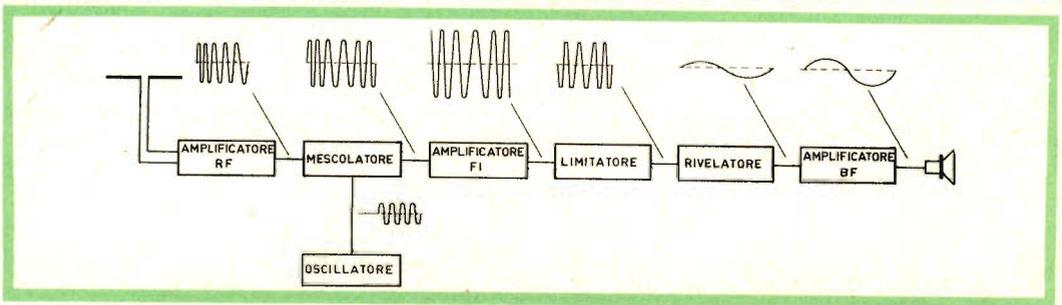



Fig. 2 - Schema a blocchi di un ricevitore per modulazione di frequenza.

plicato al limitatore. Il limitatore, che non esiste in un ricevitore a modulazione d'ampiezza, ha il compito di rendere l'ampiezza del segnale costante. Ciò si rende necessario per eliminare i disturbi che hanno provocato essenzialmente una modulazione di ampiezza, in modo che il segnale applicato al rivelatore ne sia esente.

Il rivelatore per la MF, generalmente chiamato discriminatore, trasforma le variazioni in frequenza della portante in variazioni di ampiezza di un segnale a BF. Dopo una adeguata amplificazione questo segnale viene applicato all'altoparlante.

A prima vista, vi è una gran similitudine fra un ricevitore a MA e un ricevitore a MF. La sola differenza negli schemi a blocchi, consiste nella presenza nel ricevitore a modulazione di frequenza dello stadio limitatore.

Un esame più approfondito dei circuiti relativi ai differenti stadi mostra tuttavia una grande differenza nella tecnica circuitale. Infatti, basterà ricordare il carattere totalmente differente delle modulazioni, la maggiore larghezza di banda e la frequenza più elevata dei segnali modulati in frequenza, per rendersi conto che questi circuiti devono rispondere a delle esigenze completamente differenti di quelle necessarie in un ricevitore a MA.

Nei paragrafi seguenti esamineremo queste sezioni in dettaglio, cominciando dal discriminatore; potremo così renderci conto meglio delle esigenze richieste per gli stadi a RF e a FI onde permettere un corretto funzionamento del limitatore e del discriminatore.

Il discriminatore

Il discriminatore, come abbiamo già detto, ha il compito di rivelare il segnale modulato in frequenza, cioè di trasformare la portante modulata in un segnale di BF.

Esistono vari tipi di circuiti discriminatori, ma noi esamineremo i più usati.

Tuttavia prima di descrivere il circuito di un discriminatore, esamineremo come si comporta un circuito accordato quando si varia la frequenza del segnale applicato.

La fig. 3 rappresenta un circuito risonante collegato ad un generatore di tensioni alternate ad alta frequenza. Supponiamo la resistenza interna del generatore molto grande, in modo che le variazioni di impedenza del circuito oscillante al variare della frequenza, non varino l'intensità della corrente **i** che percorre il circuito.

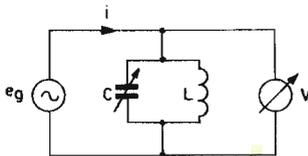



Fig. 3 - Circuito risonante collegato ad un generatore di tensioni alternate ad alta frequenza.

Il generatore potrebbe essere, per esempio, un oscillatore a pentodo, dato che questa valvola presenta una resistenza interna molto grande. Ai capi del circuito risonante è collegato un voltmetro a valvola.

Ora, partendo da una frequenza relativamente bassa, aumentiamo lentamente la frequenza della tensione alternata fornita dal generatore, mantenendone l'ampiezza costante.

È evidente che la tensione ai capi del circuito aumenterà (come si potrà notare osservando il voltmetro V) e raggiungerà un massimo alla frequenza di risonanza, dopo di che comincerà a decrescere.

Dato che la corrente **i** nel circuito rimane costante, sarà l'impedenza del circuito, (ossia la sua resistenza alle correnti alternate), che varierà alle differenti frequenze e il suo valore risulterà quindi proporzionale alla deviazione del voltmetro.

La fig. 4 rappresenta la variazione dell'impedenza presentata dal circuito risonante al variare della frequenza della corrente **i**.

Si può dimostrare che per frequenze comprese fra 0 e la frequenza di risonanza f_0 il circuito **è** induttivo.

Alla frequenza f_0 il circuito è in risonanza e si comporta come una resistenza pura, per cui corrente e tensione risulteranno in fase.

Alle frequenze superiori a f_0 il circuito presenterà invece un carattere capacitivo.

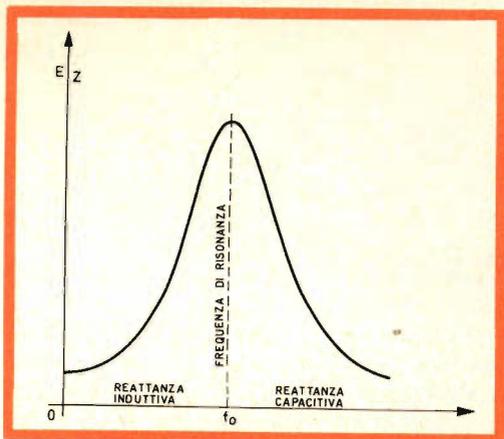



Fig. 4 - Variazione dell'impedenza del circuito risonante al variare della frequenza.

Esaminando la fig. 4, si osserva che per un certo tratto i fianchi della curva possono essere considerati lineari. Questa proprietà dei circuiti accordati, ci offre la possibilità per la rivelazione dei segnali modulati in frequenza.

Rivelazione di un segnale modulato in frequenza per mezzo di un circuito accordato

Nella figura 5a un segnale a FI, modulato in frequenza e di ampiezza costante (quest'ultima caratteristica ottenuta mediante l'azione del limitatore che abbiamo visto nello schema a blocchi) è applicato alla griglia comando di un pentodo.

Abbiamo utilizzato un pentodo come amplificatore perchè, come abbiamo già detto, presenta una resistenza interna molto alta, che rende la corrente anodica pressochè indipendente dalle variazioni dell'impedenza di carico.

Fig. 5a - Circuito per la rivelazione di un segnale modulato in frequenza per mezzo di un circuito accordato.

Un circuito risonante LC, nel quale la resistenza ohmica è trascurabile nei confronti della reattanza presentata dall'induttanza e dalla capacità, costituisce il carico del pentodo.

La corrente nel circuito anodico sarà indipendente dall'impedenza del circuito LC, poichè abbiamo posto che sia $R_i \gg Z_{LC}$, e quindi la corrente sarà indipendente dalla frequenza.

Però sappiamo che l'impedenza del circuito LC varia in ogni istante in funzione delle variazioni di frequenza, ed essendo la corrente costante, queste variazioni d'impedenza produrranno delle variazioni nella tensione presente ai capi del circuito oscillante. Se il circuito oscillante è accordato in modo tale che la frequenza centrale f_0 del segnale a FI (generalmente a 10,7 MHz) si trova al centro del tratto lineare, di uno dei due fianchi della curva di risonanza, la relazione fra la deviazione di frequenza e la tensione presente ai capi del circuito sarà lineare entro una certa gamma di frequenze, come si può osservare in fig. 5b.

In questo diagramma, sull'asse orizzontale sono riportate le differenti frequenze del segnale applicato al circuito, mentre sull'asse verticale sono riportati i valori della tensione ai capi del circuito. Il circuito LC è accordato sulla frequenza f_0, scelta in modo tale che la frequenza centrale f_0 del segnale a FI si trovi esattamente nel mezzo del tratto lineare del fianco sinistro della curva.

La deviazione di frequenza del segnale, che è proporzionale all'intensità del segnale di RF, è rappresentata con Δf. Il valore di questa Δf varia continuamente, ciò significa che l'ampiezza della tensione alternata ai capi del circuito varierà nello stesso modo, e verrà indicata con ΔE_c. Questa variazione di tensione è direttamente proporzionale alla deviazione di frequenza Δf. Si ha quindi:

$$\frac{\Delta E_c}{\Delta f} = K = \text{costante}$$

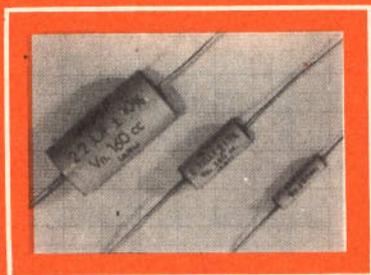
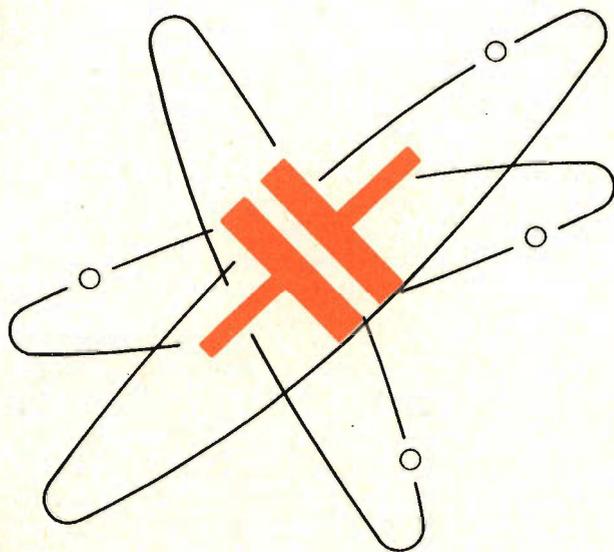
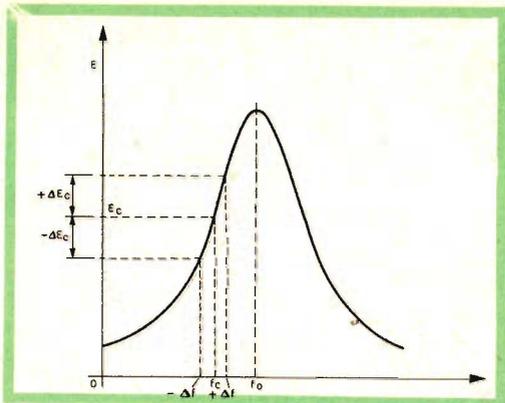



Fig. 5b - Curva di risonanza del circuito oscillante.

Quindi in funzione delle variazioni dell'escursione di frequenza del segnale modulato in frequenza, la tensione ai capi del circuito, varierà seguendo il ritmo della modulazione. Il circuito LC ha dunque trasformato il segnale a MF in un segnale la cui ampiezza varia col ritmo della BF. Le variazioni di tensione che appariranno ai capi del circuito LC avranno la forma indicata in fig. 5a a destra. Questi segnali possono essere rivelati con lo stesso metodo usato per i segnali a MA. Dalla descrizione precedente, si rileva immediatamente che per ottenere la massima sensibilità e la minima distorsione il circuito descritto dovrà soddisfare alle seguenti caratteristiche:

1) Il fianco della curva di risonanza del circuito LC, nella gamma di frequenze considerata, dovrà essere il più ripido possibile, in modo da ottenere la sensibilità massima, poiché in questo modo un piccolo scarto di frequenza provocherà una forte variazione di tensione.

2) Il fianco della curva di risonanza dovrà essere il più lineare possibile (vedi fig. 5b) al fine di avere la minima distorsione.

3) L'ampiezza del segnale a MF applicato al discriminatore dovrà restare costante, poichè se l'ampiezza del segnale variasse, anche l'ampiezza del segnale ai capi del circuito LC cambierà in quanto questa tensione è anche proporzionale alla tensione applicata.

Questa variazione di tensione rappresenterebbe in questo caso una modulazione d'ampiezza indesiderata.

Il metodo di rivelazione ora descritto, generalmente chiamato « rivelazione su fianco » è oggigiorno molto poco utilizzato (salvo in alcuni ricevitori molto economici) in quanto sono stati sviluppati circuiti di rivelazione migliori, che convertono direttamente il segnale a MF in un segnale a BF, senza l'uso di uno stadio rivelatore per MA.

(continua) **G. Abussi**

Il Reparto circuiti solidi della MIT Lincoln Laboratory ha riscontrato ai primi di Novembre una caratteristica di funzionamento « laser » da parte dell'antimonide di indio. L'uscita sulla lunghezza d'onda di 5,2 Micron spinge le caratteristiche di funzionamento « laser » del semiconduttore su frequenze di maggiore lunghezza d'onda, ossia più all'interno della gamma dei raggi infra-rossi.
Esattamente un anno fa, la IBM, la General Electric e la Lincoln Lab., effettuarono la scoperta per la prima volta dell'emissione di radiazioni sulla lunghezza d'onda di 0,84 micron da parte delle giunzioni di arseniuro di gallio. Nel Maggio del cowrrente anno, la Lincoln Lab. annunciò di aver riscontrato le caratteristiche « laser » nell'arseniuro di indio, su lunghezza d'onda di 3,1 micron. Oltre a ciò, vennero predette, e successivamente riscontrate, le caratteristiche « laser » su lunghezze d'onda intermedie: i diodi ad arseniuro di gallio e di indio fornivano uscite di 1,77 2,07 e 2,4 micron. Gli esperimenti compiuti sull'arseniuro di indio rivelarono inoltre che le caratteristiche delle radiazioni ottenute in uscita erano suscettibili di alterazioni impiegando dei campi magnetici per la sintonia micrometrica.
L'antimonide di indio — secondo quanto affermano i tecnici addetti alle ricerche della Lincoln Lab. — si rivela ancora più sensibile ai campi magnetici. I diodi vengono prodotti con cristalli singoli di antimonide di indio contenenti impurità di tellurio. Una previsione non ancora riscontrata è che vari tipi di antimonide-arseniuro di indio consentiranno di ottenere uscite intermedie, comprese tra 3,1 e 5,2 micron.
Nel frattempo, altri tecnici indirizzano le loro ricerche verso lunghezze d'onda minori. La General Electric — ad esempio — è riuscita ad ottenere il funzionamento « laser » con lunghezze d'onda di 0,71 e di 0,64 micron con arseniuro-fosfuro di gallio.

VOLTMETRO A TRANSISTORI

Il principio di funzionamento degli attuali voltmetri a valvola è basato sullo schema classico di un « circuito a ponte » che consente di porre al suo ingresso un partitore di tensione con valore ohmico molto elevato; ed è questa la particolare caratteristica del voltmetro a valvola: non caricare affatto i circuiti dove dev'essere effettuata la misura a motivo dell'impedenza di ingresso molto elevata; pertanto, i risultati delle misure ottenute con voltmetro a valvola indicano, effettivamente, **le condizioni delle correnti e delle tensioni esistenti in un dato circuito.**

Con l'avvento dei semiconduttori era logico pensare ad una esecuzione del voltmetro a valvola a transistori così come era stato studiato per le valvole. In questo modo, ai pregi già segnalati, caratteristici del voltmetro a valvola, si sarebbero aggiunti quelli non trascurabili che possono dare apparecchiature a transistori e cioè: indipendenza del funzionamento dello strumento dalla tensione di rete e dalle sue oscillazioni, dimensioni più ridotte, e funzionamento più sicuro per la mancanza di filamenti di accensione. Purtroppo, però, il circuito a ponte che rappresenta il cuore di un voltmetro a valvola, non poteva — così come era stato studiato per le valvole — funzionare automaticamente anche con i transistori per il semplice motivo che i transistori per funzionare, a differenza delle valvole, **hanno bisogno di una certa potenza di ingresso.** Ecco, quindi, che anche il partitore con elevato valore ohmico, che poteva essere inserito all'ingresso di un voltmetro a valvola, e che costituiva il secondo pregio del voltmetro a valvola stesso, non poteva essere inserito in un circuito equipaggiato con transistori.

In figura 1 indichiamo lo schema di principio studiato per un voltmetro a transistori. Come si vede, è stato ancora usato il circuito a ponte, naturalmente disposto in maniera diversa da quella usata per i classici voltmetri a valvola; infatti, in ciascun ramo del ponte è inserito un transistore ed una frazione della resistenza R3; in una delle diagonali del ponte è inserita la sorgente di tensione, nell'altra diagonale lo strumento di misura in serie con la resistenza di regolazione R 4.

La tensione da misurare viene applicata a questo ponte in modo diverso da quello usato nei ponti impiegati nel voltmetro a valvola; essa, infatti, viene applicata ad

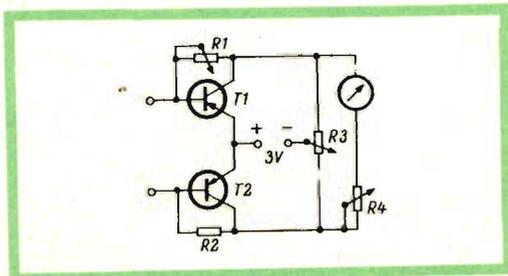



Fig. 1 - Schema di principio del ponte di misura usato nel voltmetro a transistori.

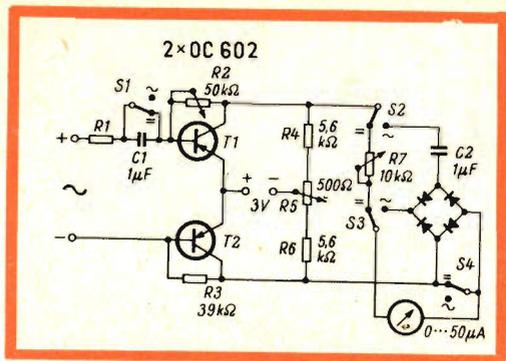



Fig. 2 - Schema pratico di un voltmetro a transistori per la misura di tensioni continue e alternate.

entrambe le basi dei transistori; il punto di lavoro di questi ultimi viene regolato mediante le resistenze, rispettivamente, R 1 ed R 2. Queste resistenze, essendo collegate tra collettore e base, producono una controreazione nel transistore necessaria a compensare le inevitabili differenze nel fattore di amplificazione di corrente dei due transistori. L'azzeramento dello strumento non viene ottenuto mediante regolazione del potenziometro R 3, come potrebbe sembrare a prima vista, ma piuttosto mediante regolazione di R 1. La posizione dell'indice in fondo scala, invece, viene regolata mediante la resistenza R 4.

Una precauzione molto importante agli effetti della stabilità di funzionamento di questo semplice strumento è la temperatura dei transistori; e cioè, i due transistori devono essere costantemente alla stessa temperatura. Ciò si ottiene molto semplicemente fissando entrambi i transistori ad una comune aletta di raffreddamento; questa semplice precauzione, se una stessa misura non viene effettuata entro due lunghi intervalli di tempo, è più che sufficiente.

Per aumentare il campo di misura dello strumento, si può collegare alla base del transistore T 1 una resistenza. In questo modo aumenta la resistenza del circuito, formata dalla resistenza interna dello strumento di misura, dalla resistenza in serie R 4, e ancora ulteriormente aumentata dal fattore di amplificazione dei transistori.

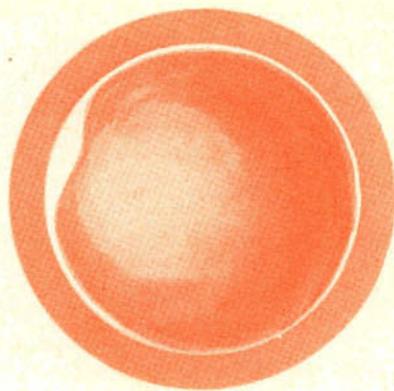
In figura 2 abbiamo riportato lo schema pratico di un voltmetro a transistori progettato per la misura di tensioni continue e tensioni alternate. I commutatori da S 1 a S 4 sono tutti comandati da un unico asse, e servono appunto a passare dalla misura in corrente continua alla misura in corrente alternata, o meglio, dalla misura di una tensione continua alla misura di una tensione alternata. Per la misura della tensione alternata, il transistore T 1 funziona anche da raddrizzatore. Il campo di misura è stabilito dal valore della resistenza R 1. Nel circuito da noi indicato, lo strumento di misura è da 0 ... 50 µA; pertanto, quando il fondo scala è 1,5 V, la resistenza R1 deve ammontare a 300 kΩ. In queste condizioni, lo strumento possiede una resistenza interna di 200.000 Ω/V, contro i 20.000 Ω/V che avrebbe, se il semplice strumento di misura venisse usato direttamente con lo stesso valore della resistenza in serie.

Abbiamo visto che, per variare il campo di misura delle tensioni, si deve di volta in volta cambiare il valore della resistenza in serie R 1; ciò fa sì che la resistenza di ingresso dello strumento non sia costante in ogni campo di misura, come invece si verifica in un voltmetro a valvola, ma varii a seconda del campo di misura di tensioni commutato.

Taratura dello strumento

Per la taratura dello strumento si devono, innanzi tutto, sconnettere le resistenze R2 e R3; si azzera successivamente il ponte mediante il potenziometro R5, in modo che ai capi dello strumento non sia presente nessuna tensione. Fatto ciò, si ricollegano ancora le due resistenze R2 ed R3; la resistenza R2 si regola per l'azzeramento dello strumento, mentre per il fondo della scala dello strumento si regola la resistenza R7. Non è necessario, perciò, prevedere per ogni campo di misura una speciale resistenza, in quanto la tensione che produce il fondo-scala viene stabilita dal valore della resistenza R1. Sullo strumento di misura devono essere riportate due scale: una per la misura delle tensioni alternate e l'altra per le misure delle tensioni continue.

L. C.

GIOCHI TELEVISIVI

La regola aurea della televisione è quella di trasmettere scene e immagini vere, aderenti alla realtà. Molte volte, però, il regista televisivo ha bisogno di combinare varie scene, e memore della tecnica cinematografica, ricorre alla « tastiera dei trucchi ». Fino a poco tempo fa, i trucchi usati in TV non erano altro che la copia fedele dei trucchi ottici usati in cinematografia. La tecnica televisiva offre però dei trucchi « elettronici » veramente interessanti; in questo articolo descriveremo quello più noto e meno complicato.

Questo trucco prevede una certa deformazione geometrica del raster, una specie di « hum » nel raster. Vengono infatti aggiunti alle correnti di deflessione, (in modo additivo o moltiplicativo) alcuni segnali che introducono effettivamente delle alterazioni geometriche in tutta la superficie del raster. Nelle figu-

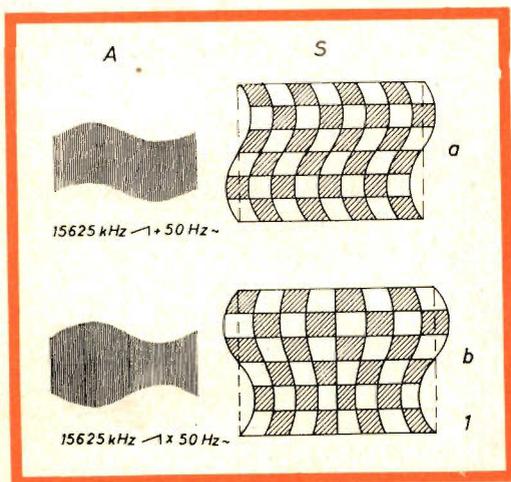



Fig. 1 - Deformazione della corrente di deflessione orizzontale con un segnale di 50 Hz. - **a**) Una mescolazione additiva provoca una modulazione di posizione, **b**) una modulazione moltiplicativa provoca invece una modulazione di forma.

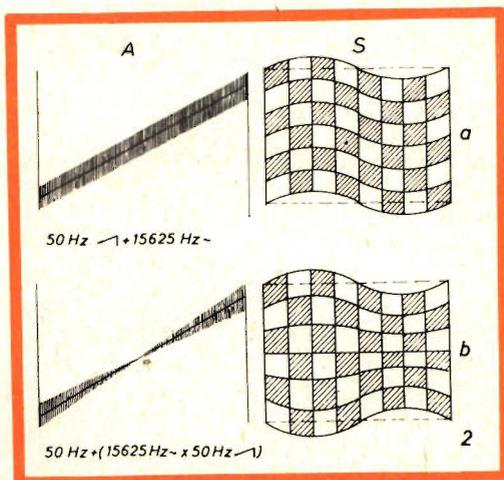



Fig. 2 - **a**) Modulazione di posizione, **b**) modulazione di forma in senso verticale mediante mescolazione additiva o moltiplicativa della corrente di deflessione.

Fig. 3 - A sinistra ritratto normale, a destra deformazione di posizione con un segnale di 50 Hz.

re 1 e 2 sono riportate schematicamente le deformazioni di grandezza e di posizione sia nel senso verticale che nel senso orizzontale. In queste figure, le correnti di deflessione sono state modulate (in modo additivo o moltiplicativo) con segnali rispettivamente di 50 e 15625 Hz; ovviamente, la modulazione delle basi dei tempi può essere effettuata anche con armoniche di queste frequenze.

La deformazione inoltre può anche essere **dinamica** invece che **statica;** basta che i segnali di modulazione abbiano una frequenza leggermente diversa da quella delle basi dei tempi; molte volte è sufficiente una differenza di fase per produrre la deformazione « mobile ».

Nelle figure 3 e 4 sono riportate alcune interessanti deformazioni ottenute con questo sistema.

Ci siamo limitati ad illustrare molto sommariamente una di queste tecniche di trucchi televisivi. Naturalmente, le apparecchiature necessarie sono abbastanza elaborate. Abbiamo sentito dire come sia stato veramente spassoso l'applicazione di questo trucco ad una scena che riproduceva una festa danzante; come pure ha destato una certa sorpresa un serpente di porcellana che si esibiva in una flessuosa danza del ventre; accanto si era disposto un solista di flauto.

(da « Radio Mentor ») **L. C.**

Fig. 4 - Deformazione verticale di un incrocio stradale ottenuta raddoppiando (30 kHz) la frequenza di modulazione del segnale modulante.

BOLZANO
VERONA
VICENZA
ROVIGO
MESTRE
PORDENONE
UDINE

PADOVA

GBC electronics
ADIO TV REGISTRAZIONE

RADIOTECNICI RADIOAMATORI RADIORIPARATORI

L'IMPONENTE ORGANIZZAZIONE

DELLE TRE VENEZIE VI

ATTENDE NEI CENTRI DI:

BOLZANO - Via Orazio, 25/G
CONEGLIANO V. - Via Marco Polo, 6
MESTRE - Via Torino, 1
PADOVA - Porte Contarine, 8
ROVIGO - Via Umberto I
UDINE - Via Marangoni 87/89
VERONA - Vicolo Cieco del Parigino, 13
VICENZA - P.tta San Marco, 19
PORDENONE - P.zza duca D'Aosta

OROLOGIO A LUCE

Si stanno già fabbricando su scala industriale i cosiddetti « orologi a luce ». Le note ditte Junghans e Kienzeer hanno già messo in vendita i primi modelli; per ora si tratta solo di orologi da tavolo azionati da fotoelementi al selenio.

Il principio di funzionamento è straordinariamente semplice tanto che ci si domanda perchè non ci si abbia pensato prima. Del resto è noto a tutti come tutte le apparecchiature elettroniche di cui sono equipaggiati i satelliti artificiali sono tutte alimentate da fotoelementi che trasformano l'energia calorica del sole in energia elettrica.

Il funzionamento dell'orologio a luce ATO-lux della Junghans è semplicissimo. Si consideri la fig. 1: abbiamo 8 + 8 fotoelementi collegati ai morsetti di un accumulatore. L'orologio è messo in funzione dall'accumulatore il quale a sua volta viene continuamente ricaricato dalla corrente proveniente dai fotoelementi. L'energia necessaria per la messa in funzione dell'orologio vero e proprio è insignificante.

L'accumulatore serve a mantenere in marcia l'orologio quando non vi è luce. Sono sufficienti appena 100 lux (illuminazione media di un locale) per ricaricarlo.

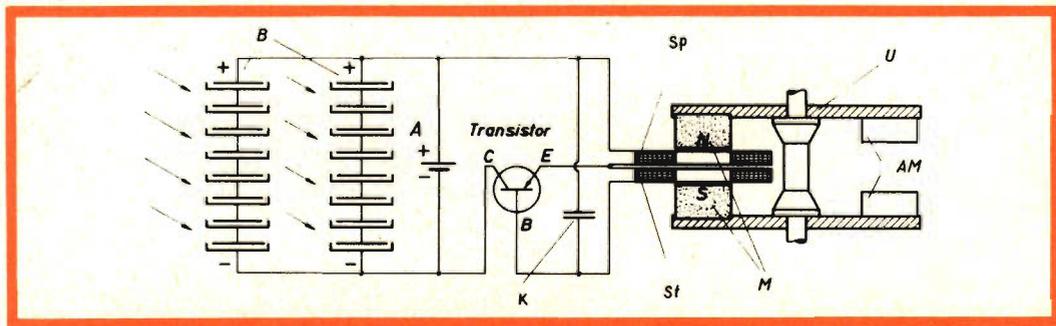



Fig. 1 - Schema semplificato dell'orologio a luce. A = cellula-accumulatore; B = due batterie solari ciascuna formata da 8 fotoelementi al selenio, Sp = bobina di eccitazione, U = bilanciere, AM = contrappeso, M = magnete, K = condensatore.

ANTENNA A DIPOLO CIRCOLARE

L'antenna a dipolo semplice per TV è quella che, fino ad oggi; ha dato i migliori risultati nelle zone a segnale forte; la sua costruzione semplice e robusta, fa passare in seconda linea alcuni suoi caratteristici inconvenienti.

Questi come è noto sono: a) la bassa impedenza caratteristica (75 Ω) e b) la sensibilità bidirezionale.

L'impedenza può essere aumentata collegando in parallelo al dipolo semplice un conduttore, e allora otteniamo il di-

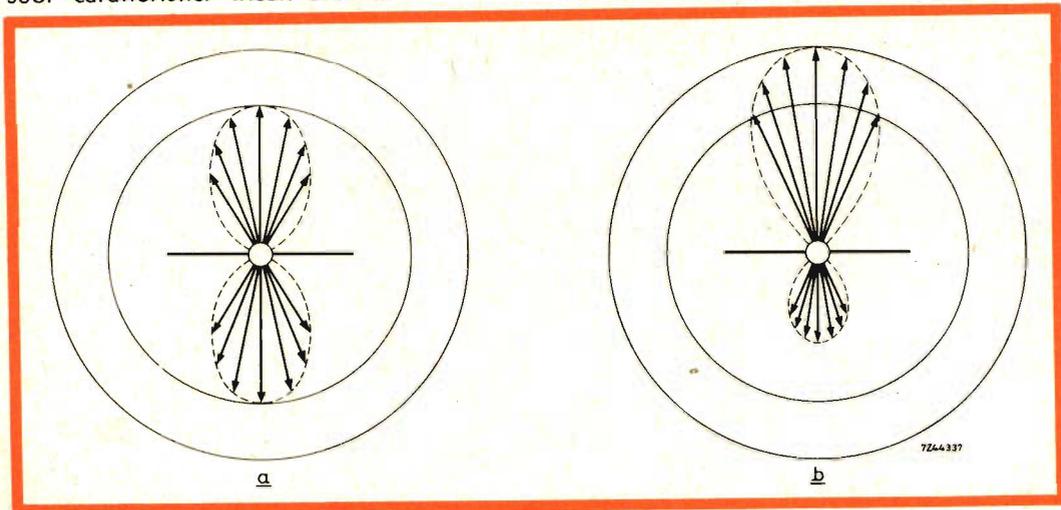



Fig. 1 - a) La sensibilità dei normali dipoli è bidirezionale.
b) In questo nuovo tipo di dipolo la sensibilità è aumentata da un lato e diminuita dall'altro.

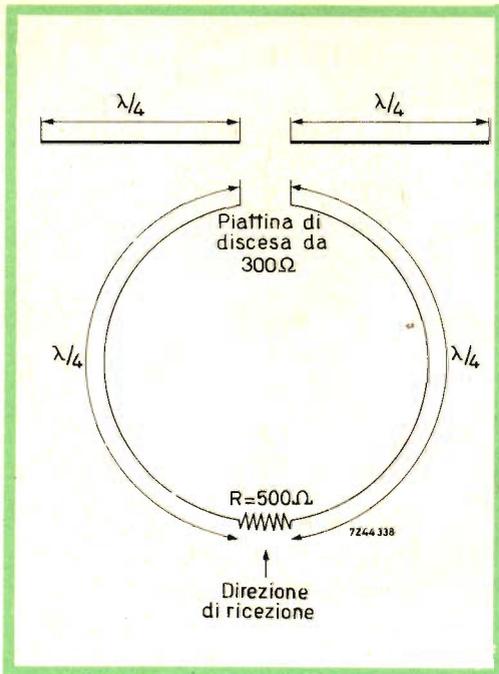



Fig. 2 - Dettagli costruttivi del dipolo circolare con discesa di antenna di 300 Ω. La circonferenza e il diametro sono funzioni della frequenza del canale che si vuole ricevere. La resistenza deve essere protetta contro l'umidità da un nastro di materiale plastico.

polo ripiegato (folded-dipole) con impedenza caratteristica di 300 Ω.

La sensibilità bidirezionale è fonte di notevoli inconvenienti specialmente quando strutture metalliche e muri situati in prossimità dell'antenna producono la riflessione del segnale. In questo caso, tutti i segnali riflessi provenienti **dal di dietro** dell'antenna vengono catturati dal dipolo e incanalati nel cavo di discesa insieme a quelli provenienti **dal davanti** dell'antenna e cioè direttamente dal trasmettitore. Le riflessioni (immagini fantasma) persisteranno anche dopo un eventuale riorientamento del dipolo. In questi casi quindi diventa necessaria l'installazione di un'antenna a più elementi, e non per motivi di sensibilità dato che il semplice dipolo come sensibilità ne ha a sufficienza nelle zone vicine al trasmettitore ma perchè avendo l'antenna a più elementi una **sensibilità asimmetrica** riesce a bloccare il segnale riflesso proveniente dalla direzione opposta a quella del trasmettitore.

In questi casi però noi consigliamo l'impiego del tipo di antenna che noi ci accingiamo a descrivere. Quest'antenna è un dipolo di concezione speciale. I due bracci del dipolo classico sono curvati a forma circolare; le estremità molto ravvicinate sono collegate tra loro mediante una resistenza antiinduttiva del valore di 500 Ω.

Il diagramma di sensibilità direzionale che nel dipolo semplice assume la forma di un otto (fig. 1a), in questo nuovo tipo di antenna circolare assume l'andamento asimmetrico della figura 1b. Il rapporto tra il segnale ricevuto anteriormente e quello ricevuto posteriormente non è molto elevato come nei tipi classici di antenne Yagi, ciò nonostante, è più che sufficiente per ottenere una ricezione esente da riflessioni nelle condizioni sopracitate. In fig. 2 sono riportate le dimensioni dell'antenna. L'antenna deve essere disposta in senso orizzontale con la resistenza diretta verso l'emittente che si vuol ricevere. il diametro del cerchio dipende dalla frequenza del canale che si vuol ricevere. Se il valore medio della frequenza è per esempio 79 MHz, la lunghezza d'onda sarà 300/79 = 3,80 m. La circonferenza sarà 1,90 m e il rispettivo diametro sarà 190/3,14 = 60,5 cm.

Se si impiega un tubo di alluminio, la struttura sarà così leggera da non presentare problemi meccanici per la sospensione. In corrispondenza del collegamento di discesa dell'antenna, le due estremità dei tubi vengono fissati ad un pannello isolante e mantenute separate da un piccolo isolatore di porcellana. Qui andrà fissato anche il palo di sostegno. La realizzazione di questo tipo di antenna è così semplice e così veloce da essere considerato il tipo di antenna ideale per prove sperimentali.

(da « Digest concern literature »)

TELEVISIONE A COLORI IN CIRCUITO CHIUSO

Tra tutti gli strumenti che l'elettronica e la tecnica hanno offerto in questi ultimi anni alla scienza medica, la televisione a colori a circuito chiuso è quello che in questo campo ha aperto nuove possibilità di ricerca e di pratico impiego.

Consideriamo alcuni impieghi più noti:

* Nel campo dell'insegnamento, la televisione a colori su circuito chiuso segna decisamente un passo avanti in quanto nelle università consente, ad un gran numero di studenti di seguire istante per istante le più delicate operazioni chirurgiche effettuate da valenti primari.

* Permette la continua osservazione e il controllo di pazienti sottoposti a cure terapeutiche a base di raggi X e di radioisotopi senza il minimo danno del personale addetto alla cura.

* Dà la possibilità ad un gran numero di persone di osservare nella realtà del colore ciò che normalmente può vedere

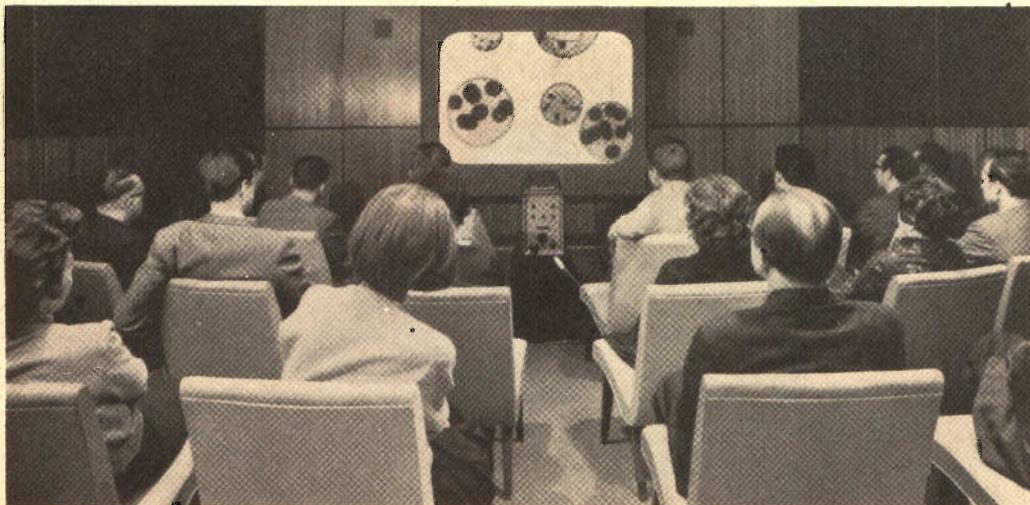
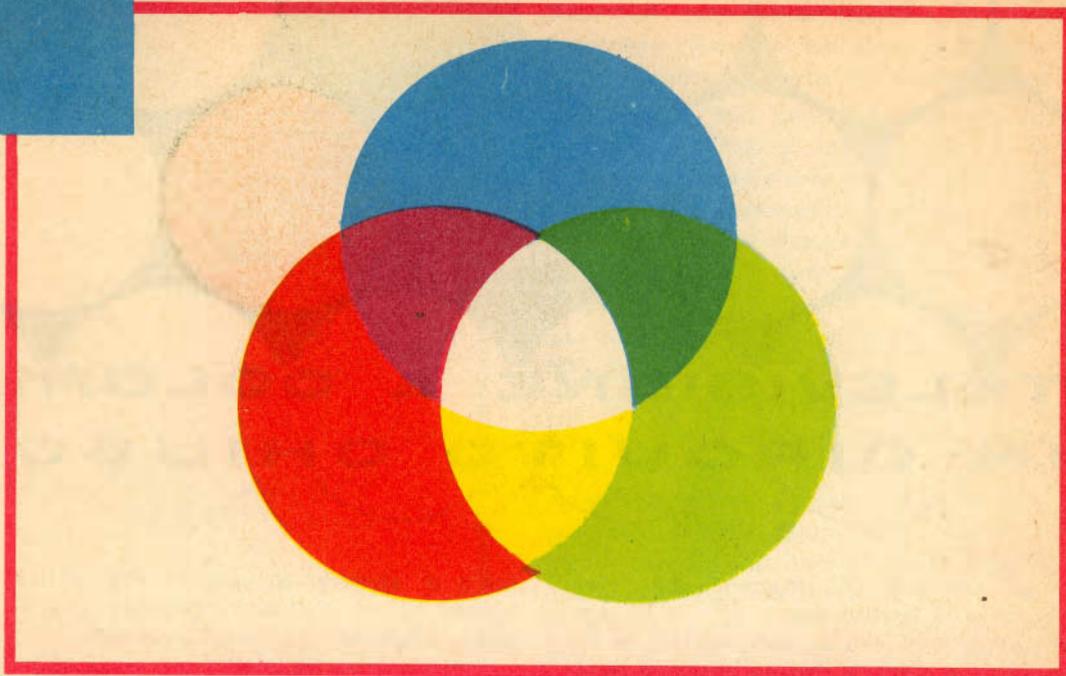
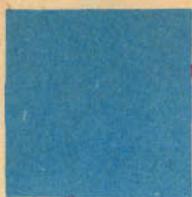
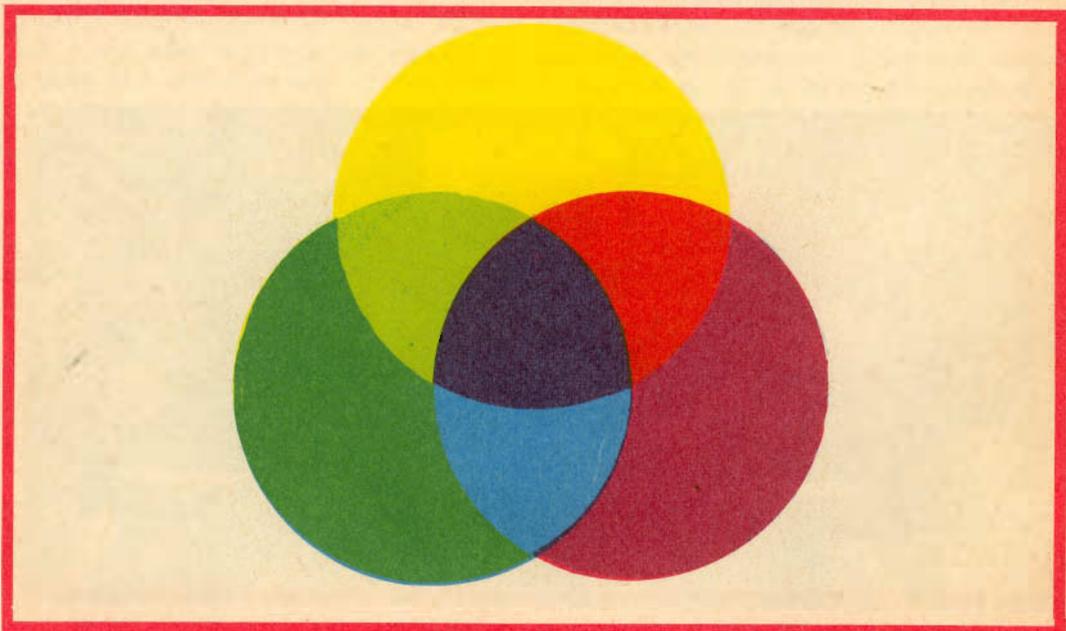



Immagine visibile all'oculare del microscopio proiettata sullo schermo mediante un televisore a proiezione in bianco e nero.

Sintesi additiva: i colori primari **rosso, verde e blu** combinati in coppia danno il giallo, il verde scuro e il violetto. La sintesi additiva di tutti e tre i colori dà il bianco.

Sintesi sottrattiva: i vari colori sono ottenuti mediante sintesi sottrattiva dei colori.

una sola persona, come per esempio, nell'osservazione al microscopio, nel campo dell' odontoiatria, nei processi di endescopia e di cateterizzazione del cuore, ecc.

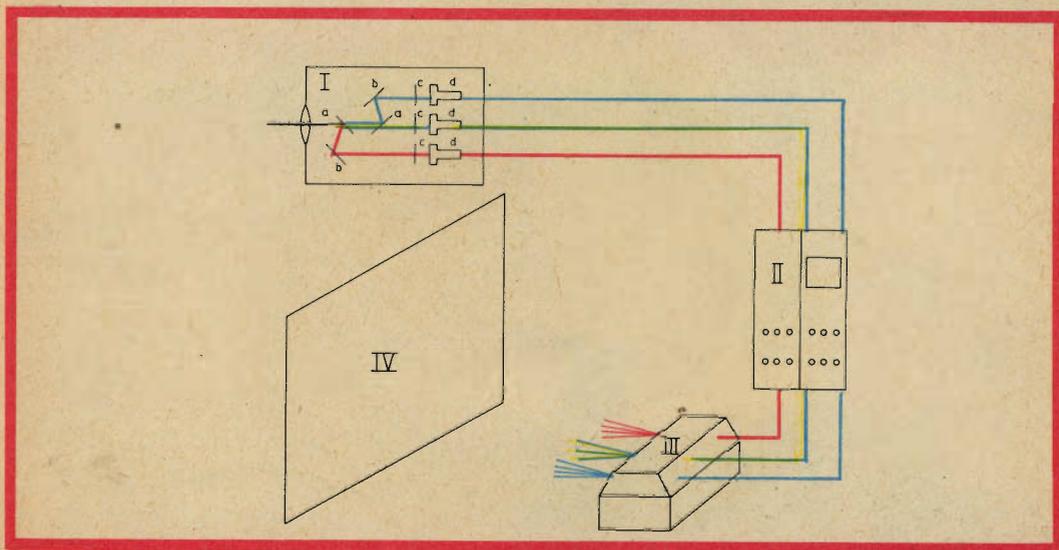
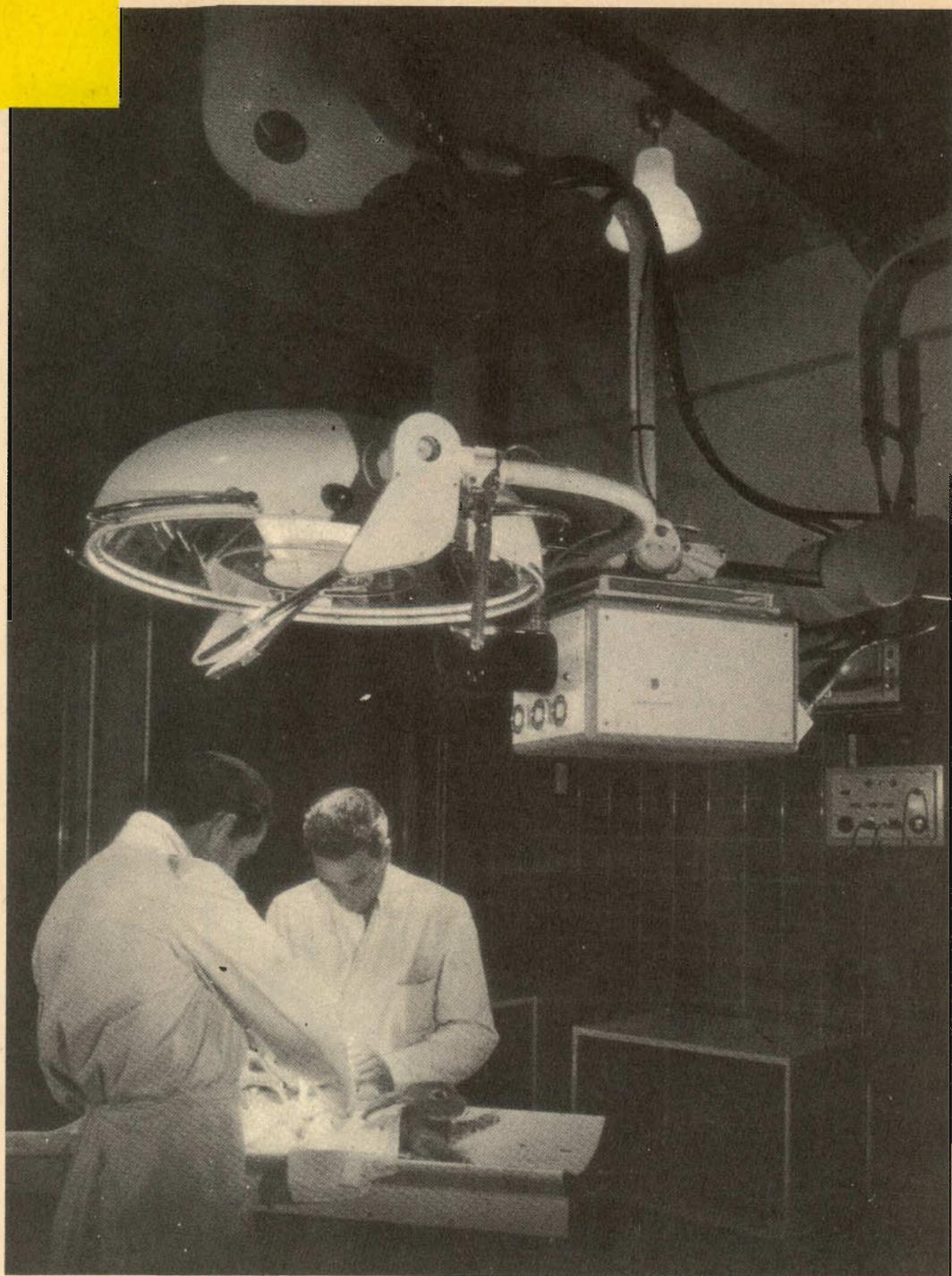
Bianco e nero o colore?

Tutti gli impieghi a cui abbiamo accennato prima sono stati già da molti anni egregiamente assolti dalla televisione in bianco e nero. Nel campo della chirurgia, però, l'introduzione della televisione a proiezione a colori ha decisamente soppiantato il bianco e nero, ed era ovvio: **solo con il colore lo studente può distinguere con estrema precisione i vari organi e i vari tessuti.**

Alcuni aspetti tecnici della televisione a colori a circuito chiuso

In qualsiasi sistema di riproduzione del colore, stampa, fotografia, cinema, televisione si deve ricorrere all' impiego di **tre** colori primari. Nel caso della televisione, si richiedono nella telecamera tre tubi i quali hanno il compito di dividere l'immagine della scena nei tre colori primari additivi, e cioè, il rosso, il verde e il blu.

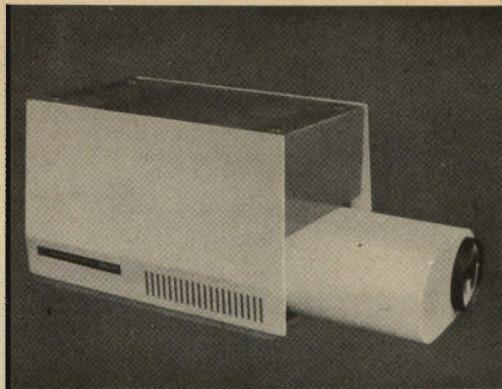
Ricevitore da 21" Philips. Viene impiegato come monitore per riproduzioni di immagini a colori di elevata definizione e qualità.

Per essere trasmesso come un normale segnale TV, in bianco e nero il segnale della informazione del colore (crominanza) deve essere inserito (encoded) insie-

Schema di un impianto per la riproduzione di immagini a colori in un sistema a circuito chiuso: I) telecamera; a. specchi dicroici; b. specchi; c. filtri per la correzione del colore; d. vidicon. II) apparecchiatura di controllo. III) proiettore. IV) schermo.

La facoltà di veterinaria di Marsiglia usa nei suoi laboratori di ricerca un impianto di televisione a colori in circuito chiuso.

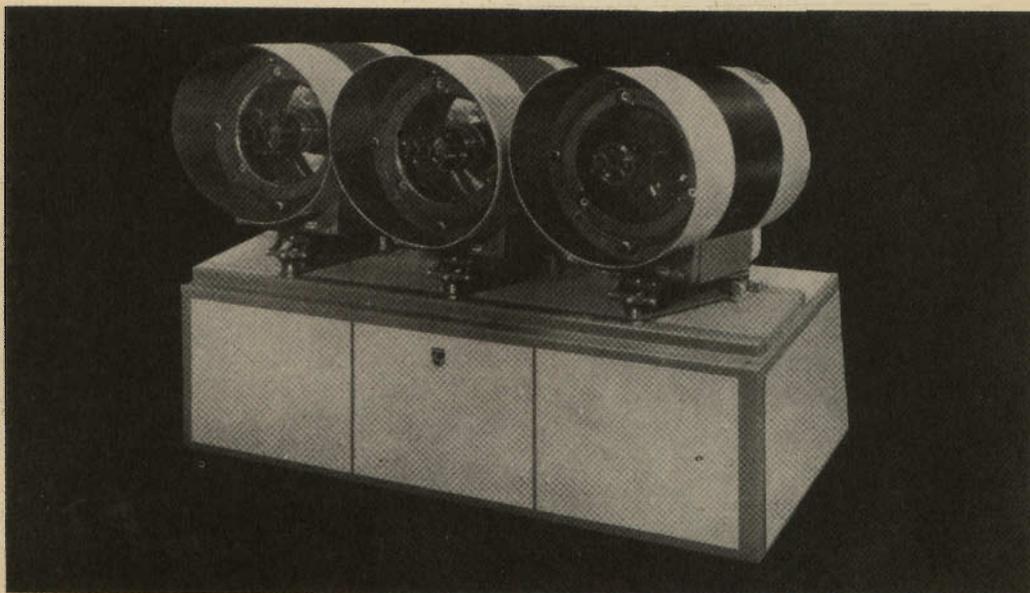
me al segnale di luminanza e agli impulsi di sincronismo, in un unico segnale. Nella maggior parte dei sistemi di televisione a colori in circuito chiuso invece non è necessario questo inserimento (encoding), essendo i tre segnali e i relativi impulsi di sincronismo trasmessi attraverso cavi separati.

Il cinescopio del ricevitore per il colore possiede tre cannoni elettronici; ciascun cannone elettronico riproduce una parte dell'immagine in uno dei colori primari, rosso, verde e blu i quali vengono sovrapposti sullo schermo grazie ad un sistema che consente un elevato grado di precisione provvedendo in questo modo la sintesi additiva dei colori originali.

Pertanto, l' apparecchiatura necessaria per la trasmissione in circuito chiuso di un'immagine a colori essenzialmente non è altro che la triplice versione di una normale apparecchiatura monocromatica (bianco e nero).

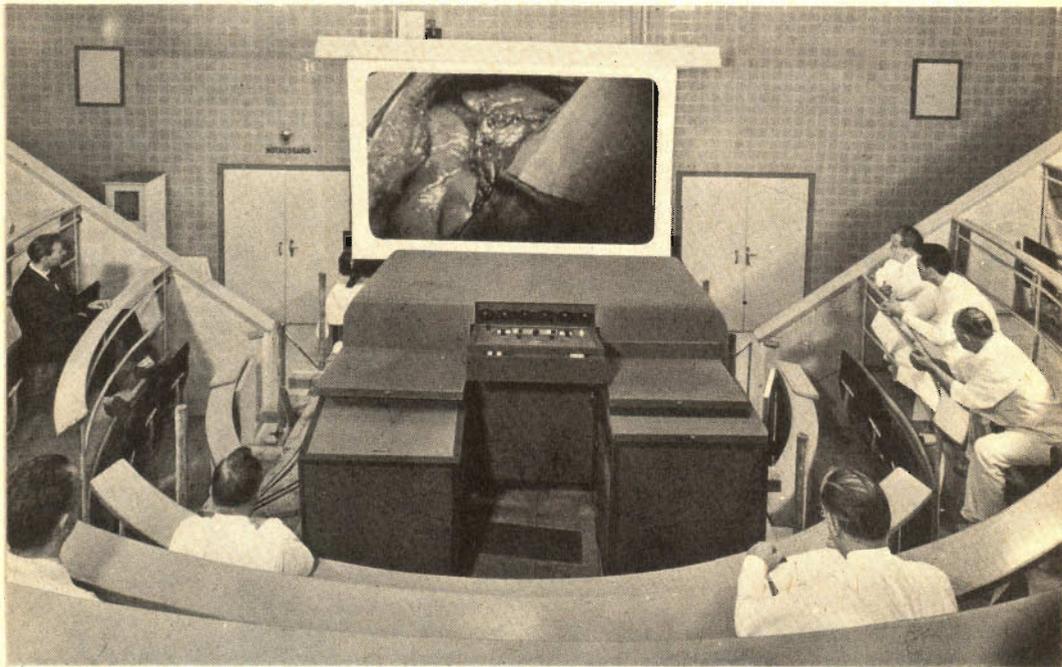
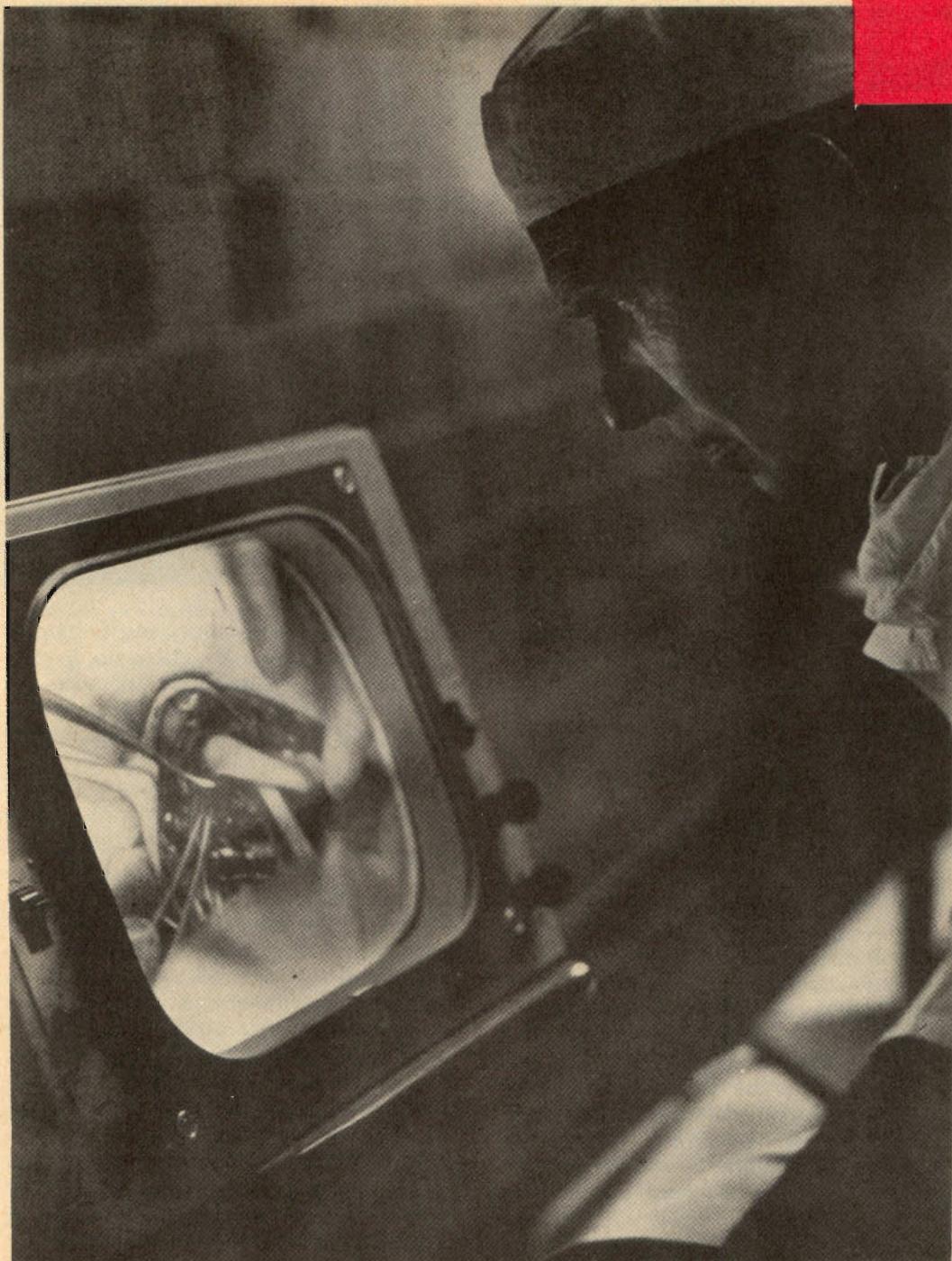
La telecamera possiede un unico obiettivo; speciali specchi dicroici e filtri dividono l'immagine nei tre colori fondamentali. In questo modo, i tre vidicon

La nuova telecamera a colori prodotta dalla Philips con il dispositivo ottico telecontrollato.

presenti nella telecamera ricevono ciascuno uno dei tre colori fondamentali. Il segnale di uscita di questi tre tubi da ripresa, dopo aver subito una opportuna amplificazione, viene portato mediante cavi coassiali alle rispettive sezioni del ricevitore o di un proiettore.

Il ricevitore TV a colori si presenta

Proiettori di immagini rispettivamente blu, rosse e verdi impiegati negli impianti TV a colori in circuito chiuso (Philips EL5795).

esternamente come un normale ricevitore in bianco e nero. Fa eccezione il cinescopio che è il cuore di tutta l'apparecchiatura, e per la riproduzione dell'immagine a colori, usa uno speciale schermo comunemente conosciuto con « shadow-mask ». Essenzialmente, il funzionamento per la riproduzione del colore sullo schermo è questo: i tre cannoni elettronici incorporati nel collo del cinescopio concentrano i rispettivi pennelli elettronici in uno dei tanti fori praticati su una mäscherina (mask) posta davanti allo schermo del cinescopio. All' uscita da ciascun foro i tre pennelli devono convergere rispettivamente su tre tipi diversi di fosfori che colpiti dagli elettroni producono rispettivamente una fosforescenza blu, verde, rossa. Tutta la difficoltà del sistema sta proprio in questo: fare in modo che in qualsiasi punto dello schermo si verifichi questa **convergenza dinamica** dei tre pennelli elettronici; da ciò dipende la bontà e la naturalezza del colore riprodotto.

Per consentire l'osservazione di immagini colorate a un numero notevole di persone è conveniente proiettare le immagini su uno schermo come avviene nel cinema. Le apparecchiature attualmente in commercio consentono la proiezione di un'immagine a colori larga circa 4 metri e mezzo con una luminosità di circa 3,7 foot-lambert.

Questa apparecchiatura consiste essenzialmente di tre cinescopi sul cui schermo si trovano tre tipi di fosfori diversi, e precisamente, uno che produce (quando è colpito dagli elettroni) luce verde, l'altro luce blu, e il terzo, luce rossa. Ciascun cinescopio è disposto in un sistema ottico Schmidt già sperimentato e usato per la televisione a proiezione in bianco e nero. Le tre unità di proiezione sono sistemate in modo da far coincidere esattamente su di un unico schermo le immagini a colori da esse prodotte. Ingegnosi circuiti distorcono artificialmente le immagini prodotte dai due televisori esterni in modo da compensare la reale distorsione in senso contrario dovuta al fatto di non trovarsi perpendicolari allo schermo.

Anfiteatro dell'aula di chirurgia dell'Università di Francoforte: Eminenti dottori e professori stanno seguendo un delicato intervento chirurgico.

La TV a colori in circuito chiuso è diventata uno strumento didattico di primo ordine nelle facoltà universitarie di medicina e chirurgia.

Ricerca dello standard europeo

L'unione Europea di Radiodiffusione (EBU) sta attualmente esaminando i tre sistemi di televisione a colori proposti, cioè NTSC, SECAM e PAL, al fine di fornire al CCIR (Comitato Consultivo Internazionale di Radiodiffusione) elementi sufficienti per la scelta di uno standard europeo ed evitare quindi quella mescolanza di tipi che sembra essere il risultato di ogni invenzione, dalle ferrovie alla zoccolatura delle valvole.

Dimostrazioni del funzionamento dei tre sistemi e delle apparecchiature relative furono eseguite a Londra davanti ad un comitato dell'EBU durante il mese di luglio e anche l'OIRT, che è l'equivalente dell'EBU per i paesi dell'Europa Orientale, inviò degli osservatori, per cui sembra possibile che l'intera Europa venga coperta da un unico standard per la televisione a colori.

N.T.S.C.

Il sistema americano fu il primo ad essere usato in trasmissioni regolari pubbliche, se si esclude un altro sistema di tipo meccanico pure americano sviluppato precedentemente, e fu elaborato in cooperazione con il Comitato Nazionale per il Sistema Televisivo, da cui il nome. Come gli altri due, questo sistema è compatibile, il che significa che le immagini trasmesse a colori possono essere ricevute anche in un televisore in bianco e nero con solo una piccola deteriorazione della qualità.

Trascurando per il momento un recente sviluppo delle telecamere a colori, possiamo dire che il segnale video viene ottenuto da tre tubi di ripresa aventi ciascuno dinnanzi un filtro colorato, in modo da fornire un segnale corrispondente ai tre colori primari additivi: rosso, blu e verde. (Il giallo è un primario sottrattivo, ottenuto per esempio con vernice gialla, che assorbe e sottrae dalla luce bianca ambiente tutti i colori all'infuori del giallo).

Dopo che i segnali in uscita dalla telecamera vengono manipolati per eliminare l'effetto della legge che regola l'uscita luminosa in funzione della tensione di griglia in un cinescopio (correzione del gamma), una parte dei tre segnali viene applicata ad una matrice additiva resistiva, nella quale i segnali vengono oppor-

tunamente combinati per ottenere l'informazione di luminosità o di « luminanza » che può essere utilizzata da un normale ricevitore monocromatico.

I segnali rosso e blu, o piuttosto le differenze fra questi e il segnale di luminanza, vengono ora usati per modulare una sottoportante, che nel caso di uno standard a 625 righe, è di 4,43 MHz. I due segnali sono sfasati di 90° e dato che la sottoportante è modulata in ampiezza, si possono considerare come un vettore, la cui lunghezza determina la quantità di rosso o di blu, ossia la « saturazione » e il cui angolo di fase rispetto ad un segnale di riferimento all'uopo trasmesso determina la tinta, ossia se l'immagine è rossa blu o una mescolanza di entrambi.

È stato provato che l'occhio non risponde alle immagini a colori nello stesso modo di quelle in bianco e nero. Se una immagine in bianco e nero è confusa (per esempio per cattiva risposta alle alte frequenze del ricevitore) il fatto è quanto mai apprezzabile. Lo stesso non avviene con i colori e può essere illustrato con quanto accade di analogo negli « Album da colorare ». I bambini non sono molto abili nel tenere le matite colorate o le pitture entro le linee stampate, e le aree colorate tendono ad avere i bordi imprecisi. Tuttavia queste linee indefinite non risultano apprezzabili ad una certa distanza, dato che le linee nere stampate, similmente al segnale di luminanza (in bianco e nero), definiscono le aree colorate con precisione, per cui i bordi sfrangiati non vengono apprezzati. Questo effetto permette di ridurre notevolmente la larghezza di banda dell'informazione di colore ed infatti il segnale con la larghezza di banda maggiore occupa solo 1,5 MHz. I vettori componenti attualmente usati non corrispondono esattamente al rosso e al blu ma sono leggermente spostati in modo da disporre l'asse a banda stretta nella regione dove l'occhio è incapace a distinguere variazioni di colore in piccole aree.

Questo asse è quindi posto nella parte dello spettro che corrisponde al verde-magenta ed è chiamato l'asse Q.

Il segnale a larghezza di banda maggiore è invece posto nella zona dell'arancio-azzurro ed è chiamato asse I.

Nel ricevitore, le informazioni di colore relative al blu e al rosso vengono ricavate da due rivelatori di fase sincroni, pilotati da onde sinusoidali alla frequenza della sottoportante e sfasate di 90°. Le fasi di questi segnali di riferimento vengono esattamente mantenute da un **« burst »** (« treno » di oscillazioni alla frequenza della sottoportante) posto sul piedistallo posteriore dell'impulso di sincronismo orizzontale.

Le oscillazioni del burst e quelle dell'oscillatore di riferimento del ricevitore vengono paragonate e se esiste tra loro una differenza di fase si ricava un segnale di correzione. L'informazione verde viene ricavata combinando in una matrice resistiva nel ricevitore le informazioni rossa e blu con quella di luminanza.

I tre segnali di colore vengono infine applicati alle tre griglie di un tubo a maschera d'ombra della RCA, o a tre tubi provvisti di filtri colorati che facciano convergere la loro luce mediante opportuni complessi ottici su di un unico schermo.

SECAM

Il successivo sistema che apparve, fu sviluppato in Francia dalla Compagnia Francese di Televisione, e fu originariamente noto come il sistema di televisione a colori di Henry de France, dal nome del suo inventore.

Esso differisce in due aspetti principali dal sistema NTSC per il fatto che l'informazione blu e rossa viene trasmessa su linee alternate e per il fatto che la sottoportante è modulata in frequenza.

È già stato detto che la larghezza di banda dell'informazione di colore può essere ridotta, il che significa che la definizione orizzontale di un'immagine a colori sarà limitata. Quindi se viene trasmesso il normale numero di righe a colori, la definizione verticale risulterà maggiore di quella orizzontale, il che non è giusto per un perfetto bilanciamento dell'immagine.

D'altra parte, si è trovato che l'informazione di colore di una linea non diffe-

risce spesso apprezzabilmente da quella della linea precedente. Nel sistema Secam si trae profitto da questo fatto per trasmettere ciascun colore, rosso e blu, su linee alternate.

Una linea di ritardo immagazzina l'informazione di colore di ciascuna linea per un tempo corrispondente al periodo di linea; questa informazione assieme alla nuova informazione dell'altro colore va a modulare la linea successiva.

Un commutatore elettronico, inserisce a turno nella linea di ritardo ciascuna linea in modo che sono sempre disponibili due gruppi di informazioni di colore, sebbene una di esse appartenga in realtà alla linea precedente. Il risultato è che si ottiene una definizione verticale di colore metà di quella ottenibile in un ricevitore col sistema NTSC. Siccome su ciascuna linea viene trasmesso solo un gruppo di informazioni di colore, è possibile la modulazione di frequenza della sottoportante.

Con ciò si ottiene il vantaggio che le evanescenze differenziali (fading) e gli errori di fase che capitano nei percorsi dei segnali radio e negli stessi circuiti d'ingresso del ricevitore, non hanno virtualmente effetto sulla resa dei colori. Una portante modulata in frequenza non è influenzata da questi fattori finché vi è segnale abbastanza da superare la soglia del limitatore nel discriminatore di frequenza che viene usato come rivelatore della sottoportante.

Per far sì che il commutatore del canale lavori in fase con il commutatore nel trasmettitore, le linee trasmesse durante il ritorno verticale, hanno sul piedestallo posteriore dell'impulso di sincronismo un « treno » (burst) di oscillazioni alla frequenza della sottoportante, che è alternativamente modulato in frequenza positivamente o negativamente, e ciò corrisponde rispettivamente al blu e al rosso. Con degli impulsi ricavati da questa modulazione si mantiene il commutatore nella corretta fase.

PAL

Il terzo sistema di televisione a colori da considerare è quello tedesco PAL (Phase Alternation Line) che fu sviluppato da Walter Bruch della Telefunken. Esso combina i vantaggi del Secam con una fondamentale somiglianza al NTSC e approfitta in quantità maggiore degli altri sistemi dell'insensibilità dell'occhio a percepire piccole aree di colore.

Come dice il suo nome, la fase di uno dei vettori, del vettore I per la precisione, viene invertita durante linee alterne sia nel trasmettitore sia nel ricevitore. Quindi se la fase della sottoportante risulta variata di qualche grado durante la trasmissione, o nei circuiti d'ingresso del ricevitore, questo errore sembrerà essere di segno opposto durante due linee successive. Se l'errore è minore di circa $\pm 7°$, l'occhio vedrà la media, ossia il colore giusto piuttosto che due linee di colore leggermente sbagliato. Questo è il sistema noto come « Volk PAL » (tipo economico) ed è quello che è stato mostrato all'EBU. Una sua variante leggermente più costosa, nota come « PAL de luxe » (tipo lusso) usa una linea di ritardo per aiutare l'occhio a fare la media degli errori di colore. La linea di ritardo è usata nello stesso modo del Secam per cui durante ogni linea si ottengono quattro segnali di colore: i segnali I e Q di una linea ritardati di un intervallo di linea, e i segnali I e Q della linea successiva; i due gruppi di segnali avranno errori di fase di segno opposto per cui gli errori risulteranno così cancellati.

Con il PAL si afferma che la definizione verticale sarebbe migliore che con il Secam e si richiama l'attenzione sul fatto che i ricevitori NTSC, Volks PAL, e PAL de luxe, sono così simili che l'adattamento per il passaggio da un sistema all'altro è molto semplice.

Un punto incidentalmente a favore del PAL è che in realtà sebbene la sottoportante del colore venga trasmessa con una delle bande di modulazione soppressa, l'inversione di fase effettivamente ricostituisce la banda soppressa, con conseguente miglioramento delle prestazioni nel caso di fading differenziale. Ciò vuol dire che la variazione delle caratteristiche delle valvole di media frequenza e la deriva dei selettori possono essere trascurate.

È estremamente difficile e probabilmente ingiusto, emettere un giudizio sui tre sistemi in assenza del 90% delle evenienze sfavorevoli considerate dall' EBU. Cercheremo tuttavia di mettere assieme i dati che abbiamo raccolto e di fare delle supposizioni sul resto.

Costo

Probabilmente la prima domanda che salta in mente è: « Quanto costa ». Nella risposta è giustificabile trascurare il costo dei trasmettitori e del funzionamento degli studi, e limitarci a considerare solo i ricevitori d'uso domestico. Molti costruttori sono reticenti nell'indicare un prezzo, ma la cifra più spesso menzionata è di 2,5÷3 volte il costo di un televisore in bianco e nero.

Il ricevitore NTSC è il più economico, segue il PAL (senza linea di ritardo) e il Secam è il terzo. Il costo della linea di ritardo determina la differenza fra i tre, dato che fondamentalmente essi sono tutti virtualmente identici come complicazione. Le linee di ritardo costruite dalla « Corning International » e vendute attualmente a 50 dollari l'una, dovrebbe subire una sostanziale riduzione del prezzo con l'uso in forti quantità. Il costo del cinescopio a maschera d'ombra ed i componenti associati, assieme all'alimentazione stabilizzata e all'alimentatore per l'EAT è tale però che il costo della linea di ritardo diviene trascurabile.

Funzionamento

Ripresici dallo shock riguardo il probabile costo, la prossima domanda riguarda la « usabilità » o facilità d'uso del ricevitore. Noi tutti abbiamo udito spaventosi racconti provenienti dagli USA, riguardo ai tecnici dell'assistenza che stazionano « in ogni casa » e saremmo curiosi di sapere se le cose sono migliorate in questi ultimi sette-otto anni. Comunque un fatto è certo e cioè che il sistema NTSC è tuttora soggetto alle distorsioni di fase e al fading differenziale che ne altera le tinte e quindi viene invariabilmente prevista una manopola per il corretto aggiustamento. Si può quindi immaginare il disastro che si crea con l'intempestiva rotazione delle manopole che comportano forti variazioni di colore. I ricevitori esposti alla « Radio Show » (Mostra della Radio a Londra) l'anno scorso erano tutti del tipo NTSC, e come già dicemmo allora, la variazione del colore della pelle andava da un pallore di persona malaticcia ad un vigoroso, quasi indecente, colorito di persona piena di salute. I ricevitori Secam e PAL non hanno comandi di colore; il Secam ha la sua sottoportante in FM, e il PAL cancella le distorsioni di fase per cui danno gli stessi segnali di colore del trasmettitore. Dal punto di vista degli studi di ripresa, l'NTSC ha avuto una lunga esperienza e le tecniche relative sono ben conosciute.

Dato che una sottoportante modulata in frequenza è difficile che dia luogo a fading, era difficile riprodurre con i segnali del Secam degli effetti di affievolimento ed altri simili. Ora però l'ABC Television ha sviluppato un metodo per ottenere queste condizioni particolari di ricezione, per cui sotto questo punto di vista le prestazioni del sistema Secam sono paragonabili a quelle del NTSC ed il PAL si comporta come l'NTSC.

Compatibilità

L'alto costo dei televisori a colori li renderà quasi certamente e per alcuni anni dei « simboli di prestigio ». Per la maggioranza degli utenti saranno ancora sufficienti i televisori in bianco e nero e non vorranno veder comparire sullo schermo interferenze dovute al fatto che la trasmissione è a colori. Infatti per ragioni di economia nella larghezza di banda la sottoportante del colore in tutti e tre i sistemi è compresa nella banda di frequenza video.

È dimostrato che l'energia del segnale di luminanza è principalmente raggruppata attorno ai multipli della frequenza di riga, per cui se per la sottoportante si sceglie un multiplo dispari di metà della frequenza di riga, l'interferenza sarà minima. In pratica la sottoportante è ad una frequenza relativamente alta e la spez-

zettatura delle righe dovuta alla sottoportante non risulta solitamente molto visibile. Essa assume la forma di una modulazione di luminosità dell'immagine ed è stata descritta come una « pappa di grano che bolle ». Con i sistemi NTSC e PAL quando i colori non sono saturati, il che avviene per la maggior parte del tempo, la sottoportante è piccola e l'interferenza trascurabile. I disturbi maggiori si hanno nelle aree dell' immagine che risultano maggiormente saturate. È possibile inserire un circuito trappola nel canale di luminanza che elimini la sottoportante del segnale di crominanza, e lasci inalterato l'estremo superiore della curva di risposta del segnale di luminanza. Tuttavia rapide variazioni dei colori producono delle bande laterali al di fuori del circuito trappola e la trama disturbante ridiventa visibile. Nel sistema Secam la sottoportante in FM è di ampiezza minore ma costante e sebbene in questo sistema dia luogo ad un disturbo minore che negli altri due sistemi su di una immagine media, possono presentarsi due ulteriori condizioni particolari. La fase della sottoportante viene controllata all'inizio di ciascuna riga di modo che la struttura a punti risulta stabile. Si è allora introdotto una sfasamento di mezzo ciclo della sottoportante fra due semiquadri, il che tende ad interlacciare le due trame di punti disturbanti, ed ulteriori sfasamenti ad intervalli di poche linee per interrompere l'allineamento in senso verticale dei punti e ridurre sempre più la spezzettatura delle righe.

Resa dei colori

Nelle dimostrazioni alle quali abbiamo recentemente assistito non si è potuto rilevare nei ricevitori delle differenze che potessero essere imputabili ai sistemi di trasmissione.

Se ciò sia vero, per tutte le condizioni di ricezione e non solo per quelle di laboratorio è fuori discussione.

Definizione

La larghezza di banda dell'informazione di colore è come abbiamo già visto, limitata. Con il sistema Secam anche la definizione verticale risulta diminuita, e per il fatto che due righe consecutive contengono la stessa informazione, le linee di parti dell' immagine quasi orizzontali tendono talvolta a saltellare. Questo difetto non è grave e capita raramente. I sistemi PAL e NTSC hanno una risoluzione verticale migliore di quella orizzontale. La definizione di un'immagine a colori è apprezzabilmente inferiore a quella di un'immagine monocromatica, per cui la perdita in larghezza di banda non ha molto effetto.

Registrazione

Per mantenere esattamente le tinte, è necessario contenere le variazioni di fase della sottoportante nel sistema NTSC entro i ± 5°, il che comporta che le operazioni di registrazione e di riproduzione devono essere eseguite con una velocità del nastro che non vari più del ± 0,0015%, ossia si richiede una costanza della velocità dieci volte superiore a quella necessaria per il segnale in bianco e nero.

Il Secam invece è meno sensibile alle variazioni di fase, e la resa dei colori si mantiene corretta per variazioni della velocità del nastro, e quindi della frequenza della sottoportante, comprese entro il ± 0,4 %.

Rumore

Nessuna differenza apprezzabile fu rilevata negli apparecchi osservati, quando vari tipi di rumore furono sovraimposti al segnale; nessun effetto fu osservato sulla resa dei colori e l'unica nota che possiamo fare è che i disturbi dovuti all'accensione dei motori a scoppio deturpavano l'immagine molto meno con un segnale a modulazione negativa a 625 linee che con un segnale a modulazione positiva a 405 linee.

Conclusioni

Il sistema NTSC è in funzionamento regolare da ormai otto anni. È stato quindi più volte affermato che questo fatto gli

conferisce quindi un certo vantaggio. È difficile però vedere come questa anzianità gli possa dare una qualificazione per la supremazia, dato che in tutto questo periodo di esperienza sono stati fatti solo dei piccoli miglioramenti.

Gli errori di fase, il fading differenziale e le difficoltà nella registrazione magnetica, non sono fattori trascurabili, e ci sembrano porre questo sistema in svantaggio. Il Secam è un sistema semplice e molto raccomandabile ma anch'esso ha i suoi svantaggi. Sebbene sia esente da imprecisioni nella resa dei conti, dovute ad un percorso lungo e tortuoso del segnale, questo sistema però risponde pessimamente a dei segnali la cui intensità sia al di sotto della soglia del limitatore, il che potrebbe essere il risultato di un percorso particolarmente tortuoso del segnale stesso.

Se nel sistema NTSC e PAL il segnale di colore viene ridotto a zero, il ricevitore riproduce il livello del nero. Nel sistema Secam il livello del nero dipende dalla caratteristica del discriminatore, la quale può derivare. Il metodo di codificazione del colore del Secam fornisce solo un colore per linea.

Questo fatto regola e subordina qualsiasi futuro sviluppo possibile per aumentare la definizione di colore, dato che la definizione verticale è fissata dallo spessore di due righe.

Sulla base delle attuali esperienze, il sistema PAL sembra il più interessante, ed è sufficientemente simile all'NTSC per soddisfare anche i sostenitori di quest'ultimo sistema. Esso trasmette in ogni momento tutta l'informazione di colore ed è meno sensibile alle variazioni di fase e agli errori dovuti al fading. Esso è favorevolmente paragonabile come costo con il Secam. Il funzionamento da parte dell'utente è semplice. Immagini poco saturate producono uno spezzettamento delle linee poco apprezzabile, mentre il Secam che ha una sottoportante ad ampiezza costante, dà luogo a una trama di disturbo costante. Il PAL ha una risoluzione migliore del Secam. Il PAL così come il Secam è meno influenzabile dalle distorsioni di fase che nascono durante la registrazione su nastro magnetico ed ha come ulteriore vantaggio quello di una migliore risoluzione verticale.

Luminanza separata

In tutti e tre i sistemi proposti, il segnale di luminanza, che fornisce la informazione di luminosità, o informazione monocromatica, è ottenuto sommando parte dei segnali rosso, verde e blu in uscita dalla telecamera, secondo la seguente equazione:

$$E_y = 0{,}3\ E_R + 0{,}59\ E_G + 0{,}11\ E_B$$

nella quale E_R, E_G e E_B sono rispettivamente i segnali rosso, verde e blu in uscita dalla telecamera ed E_y è il segnale di luminanza.

Il cinescopio del ricevitore non dà una intensità luminosa proporzionale alla tensione applicata sulla sua griglia, per cui il segnale di luminanza deve essere opportunamente corretto (correzione del gamma), per tener conto della legge approssimativamente quadratica che lega questi due parametri (segnale in griglia - intensità luminosa). Ciò comporta l'aumento del segnale di luminanza della potenza di $1/\gamma$ ossia di $1/2{,}2$ il che da:

$$E_y{}^{1/\gamma} = (0{,}3\ E_R + 0{,}59\ E_G + 0{,}11\ E_B)^{1/\gamma}$$

Il segnale di luminanza secondo lo standard NTSC è dato tuttavia da:

$$E_y = 0{,}3\ E_R{}^{1/\gamma} + 0{,}59\ E_G{}^{1/\gamma} + 0{,}11\ E_B{}^{1/\gamma}$$

che non è la stessa cosa dell'espressione (1)

Ne risulta che la luminanza non viene esattamente riprodotta, dato che nei colori saturati essa raggiunge solo una frazione del proprio esatto valore. Per ottenere un bilanciamento, parte del segnale di luminanza viene trasmesso assieme ai segnali di crominanza, che sono a banda limitata, per cui si ha una perdita di definizione. Inoltre si richiedono tre tubi da ripresa a larga banda.

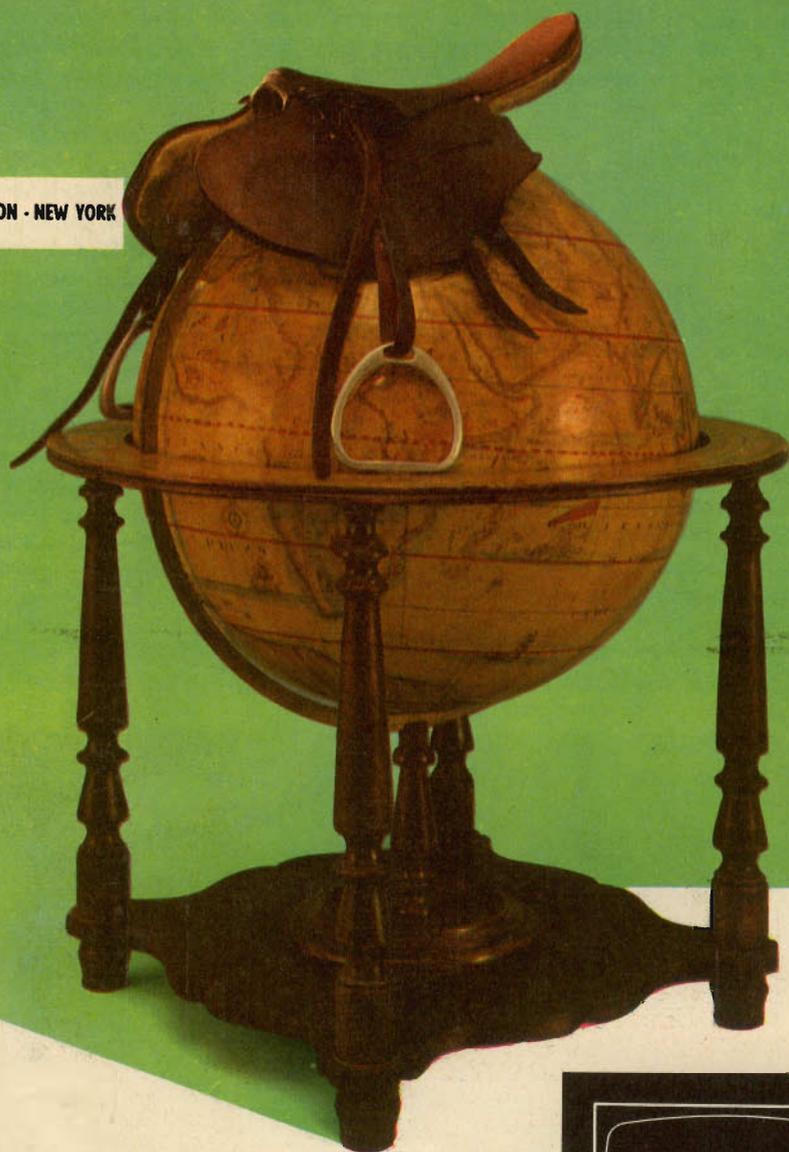
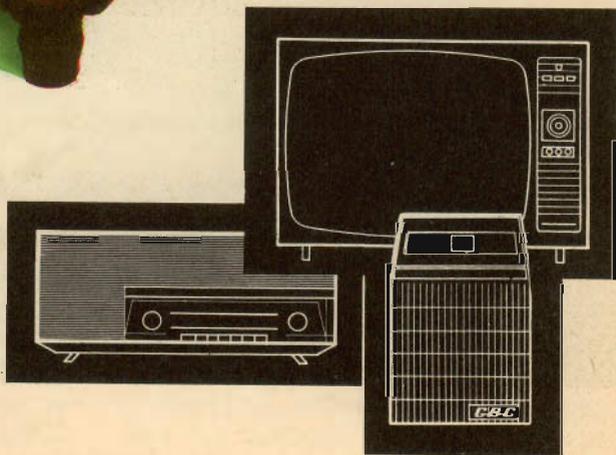
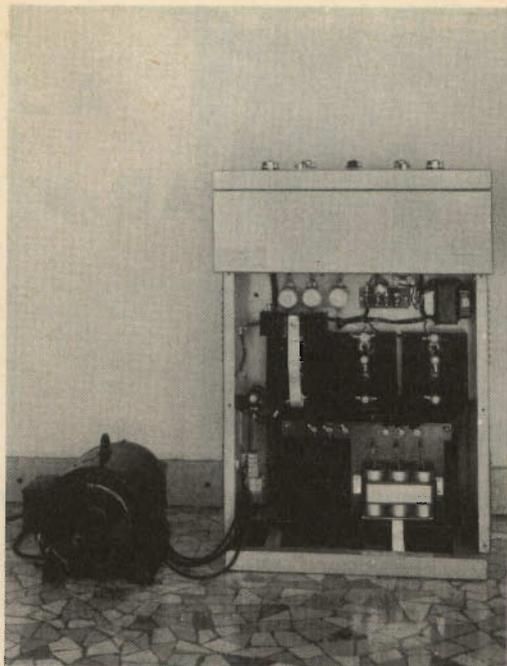
Sia l'EMI che la Marconi hanno prodotto delle telecamere nelle quali il segnale di luminanza è tenuto completamente separato dall'informazione di crominanza. Nella telecamera della EMI un image-orthicon da 4"1/2 fornisce il segnale di luminanza,

mentre tre vidicon vengono usati per ricavare i segnali di colore. Nella telecamera della Marconi i tre vidicon sono integrati da un nuovo tubo da ripresa monocromatico « il Plumbicon » recentemente prodotto dalla Philips.

In queste telecamere l'unico segnale a larga banda è solo quello del canale di luminanza con una larghezza di 5 MHz, mentre i tre vidicon forniscono i segnali di colore a bassa definizione. Un piccolo inconveniente è che nel ricevitore il segnale è ottenuto per combinazione del segnale di luminanza con i segnali rosso e blu. Con un segnale di luminanza separato, un decodificatore secondo lo standard NTSC, produrrebbe un segnale video verde leggermente errato. Ciò può essere evitato con una piccola aggiunta circuitale nel ricevitore, ma ad essere onesti, la differenza fra i verdi corretti e non corretti è molto piccola ed è inutile preoccuparsene.

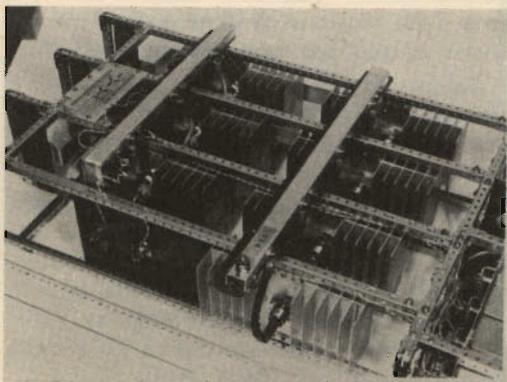
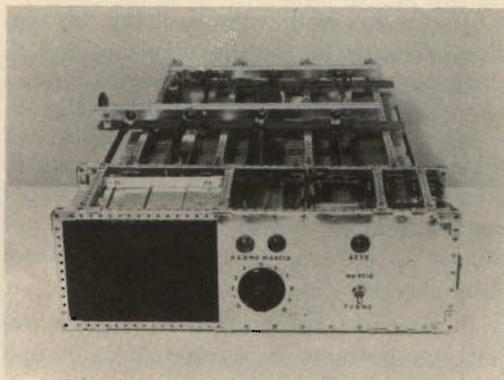
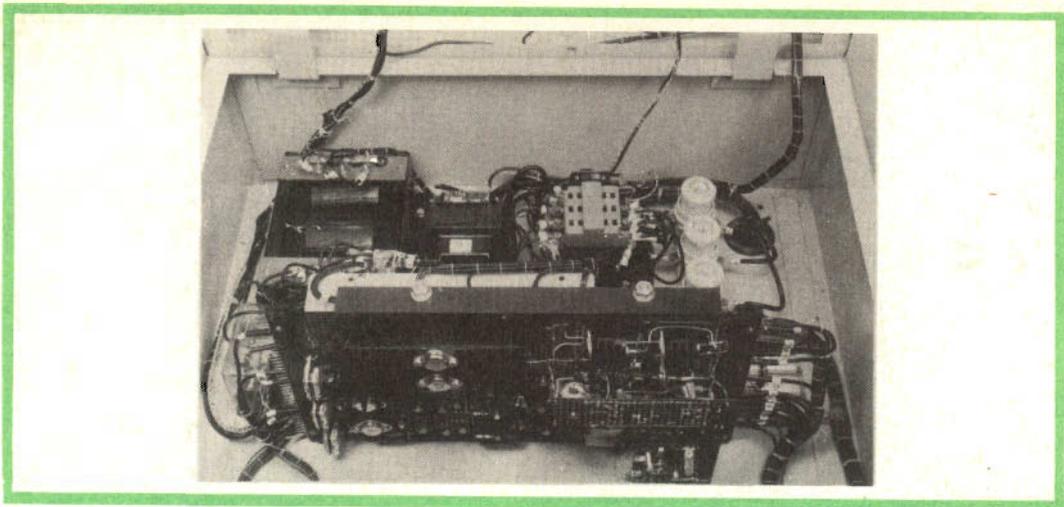
Una telecamera separata per la luminanza è molto più sensibile di quelle normali del tipo tricromico RGB (Rosso, Verde, Blu) e si è trovato che si possono riprodurre delle immagini con una illuminazione di 100 foot-candles (candele per piede) e con un'apertura di 1/8. Le regolazioni di linearità per le deflessioni nei tubi da ripresa dei colori, non sono più così importanti e restrittive, dato che essi sono del tipo a bassa definizione, e il ritardo notato nei tubi vidicon, è in questo caso un inconveniente trascurabile.

Con dei colori saturati, al cinescopio perviene un segnale di luminanza corretto, e si ottiene una definizione migliore. Il principio di un canale separato di luminanza è applicabile a tutti e tre i sistemi.

(Wireless World) **G. Abussi**

MILAN - LONDON - NEW YORK
G.B.C
electronics
IL VOSTRO POSTO...
IN SELLA AL MONDO

CONTROLLO MOTORI IN CORRENTE CONTINUA

Il Laboratorio applicazioni della Philips italiana ha realizzato due apparecchi elettronici per l'azionamento dei motori a c.c.

Questi apparati trovano pratico impiego nelle macchine da stampa, rotocalco, blooming per laminatoi, macchine tessili, macchine utensili di precisione, ascensori (dove sostituiscono il gruppo Ward Leonard) ed in tutti gli altri casi dove il controllo della velocità o della coppia o della potenza, risultano essere fondamentali ai fini dell'applicazione.

Gli apparati servono a comandare i motori a corrente continua a campo separato, ottenendo da questi tutta una serie di velocità compresa fra zero ed il pieno numero di giri. Il primo è costituito solamen-

Quadro di potenza di azionamento da 20 kW.

Assieme di azionamento da 20 kW.

Pannello di controllo da 5 kW

te dal pannello elettronico e dal quadro di potenza esclusi i trasformatori e le protezioni ed è in grado di controllare motori fino a 20 kW. Un particolare dispositivo permette di limitare gli eventuali sovraccarichi in corrente per cui il sistema è, in questo senso, autoprotetto. Una realizzazione più particolareggiata è invece il secondo apparato. Qui l'azionamento è completo e comprende sia il trasformatore di rete che il quadro di potenza munito di dispositivi di protezione delle sovratensioni, di fusibili per colpi di corrente eccezionali, di alimentatore per il campo del motore nonché di teleruttori e degli organi usuali di collegamento alla linea trifase da 380 V.

Il circuito elettronico realizza le funzioni di controllo, quelle di protezione di corrente per sovraccarico, l'avviamento a tempo predeterminato corretto dalla limitazione di corrente, per carichi aventi un elevato PD^2. Esso realizza ancora lo staccarsi dell'alimentazione del campo del motore qualora questo rimanga fermo per più di un minuto, provvedendo a reinserirlo allorchè il motore viene avviato.

Il comando del gruppo si effettua tramite un pulsante di avviamento, un pulsante di arresto ed una manetta di predisposizione di velocità. Entrambi gli apparati, realizzati interamente con materiale elettronico Philips, montano nel quadro di potenza tre Thyristor (diodi controllati) che provvedono alla regolazione quali stadio finale. L'applicazione di questi nuovi componenti permette di conferire all'azionamento un campo completo di variabilità nella velocità del motore potendo partire da velocità nulle contrariamente a quanto avviene nel classico azionamento ad amplificatori magnetici.

A richiesta vengono forniti disegni e schemi di montaggio degli apparati. Questi azionamenti con l'aggiunta di alcuni organi di controllo attualmente in fase di realizzazione possono garantire la precisione della velocità al variare del carico e della tensione di linea entro l'1% ed anche di più per applicazioni speciali.

Sempre con dispositivi aggiuntivi il motore può frenare ed invertire rapidamente la marcia mandando l'energia di frenatura in rete (recupero).

Il dispositivo può essere realizzato con opportuni sistemi di controreazione per fornire una coppia rigorosamente costante anche al variare della velocità oppure potenza rigorosamente costante al variare della coppia richiesta dal carico e della velocità (problema degli aspi).

(da « Servizio Stampa Philips »)

LA STABILIZZAZIONE
DI BASSE TENSIONI ALTERNATE

(da « RADIO CONTRUCTEUR » 12-1962)

Le tensioni alternate di valore preciso e stabile nel tempo servono soprattutto nella pratica delle misure. Sono utili, per esempio, nella misura del guadagno di un amplificatore e, se si tratta di un amplificatore a valvole, è necessario che la tensione di riferimento sia indipendente dalle variazioni della tensione di rete; in questo caso non vi è praticamente dissipazione, mentre se si tratta di un amplificatore a transistori e in particolare di uno stadio di potenza, allora è necessario che la tensione di riferimento resti costante entro i limiti della dissipazione prevista.

È appunto in considerazione di tali applicazioni che sono stati sperimentati gli schemi descritti nel presente articolo. Si noterà che non vengono prodotte tensioni di forma sinusoidale, dato che ciò non impedisce che esse vengano usate per misure di guadagno, poichè è sufficiente effettuare la lettura delle tensioni d'entrata e di uscita con lo stesso strumento, per evitare errori.

Gli schemi descritti, nonostante la loro semplicità, presentano tutti i requisiti necessari per gli usi di laboratorio.

Stabilizzazione per saturazione magnetica

Assegnando al primario di un trasformatore di alimentazione un numero di spire per volt inferiore a quello regolamentare, si osserva un effetto di saturazione del ferro ed un aumento della corrente primaria anche a vuoto. Il feno-

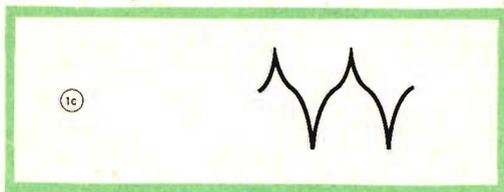
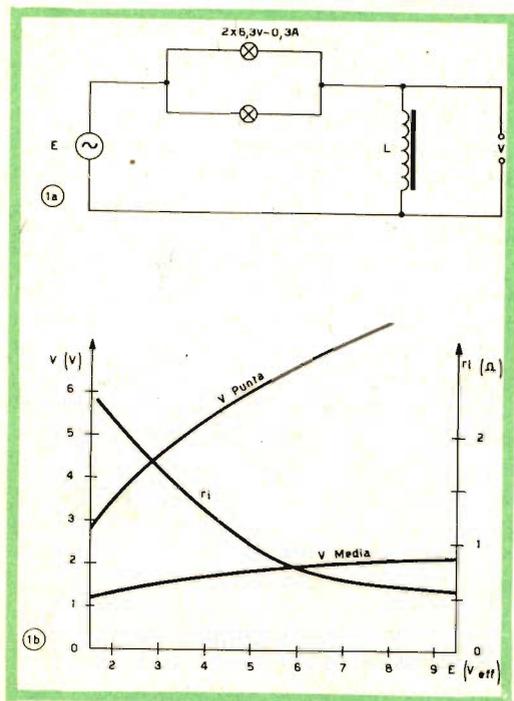



Fig. 1 - Stabilizzazione mediante bobina a ferro saturo.

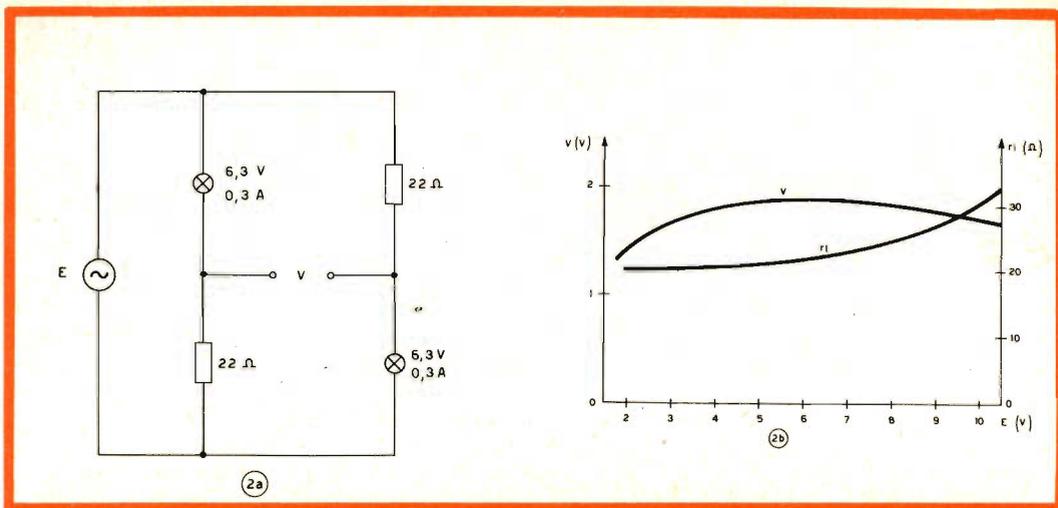



Fig. 2 - Schema a ponte costituito da due lampade e da due resistenze.

meno della saturazione, che si presenta in maniera assai brusca, a partire da una certa tensione, può essere sfruttato per stabilizzare una tensione alternata.

In fig. 1a è illustrato lo schema corrispondente, in cui un avvolgimento con nucleo di ferro è collegato, in serie con la resistenza costituita da due lampadine in parallelo da 6,3 V, 0,3 A, alla rete a corrente alternata. La conducibilità dei filamenti delle lampadine diminuisce man mano che aumenta la tensione applicata. Per questo motivo, la tensione d'uscita V aumenta in minor misura di quella d'entrata E, anche se in luogo di L venisse usata una semplice resistenza.

Le curve ricavate con questo circuito (fig. 1b) si riferiscono alla condizione in cui L sia costituita da un trasformatore con nucleo lamellare di 0,8 cm^2, avente un avvolgimento di 100 spire di filo da 0,6 mm di diametro.

La fig. 1c, che riproduce assai fedelmente la forma d'onda osservata all'oscilloscopio, ci dà un'onda ben diversa dalla sinusoide. L'effetto di stabilizzazione differisce secondo che si consideri il valore medio o il valore di punta della tensione d'uscita. Se si misura questa tensione mediante un tester universale, si legge la tensione media, se invece si misura con un voltmetro elettronico, si legge la tensione di punta. Nel primo caso basterà moltiplicare il valore letto per 0,9 per ottenere la curva di fig. 1b, nel secondo il valore della curva sarà ottenuto moltiplicando per 1,4.

La fig. 1b mostra che soltanto utilizzando il valore medio della tensione si raggiunge un effetto accettabile di stabilizzazione. Questa figura comprende una terza curva che indica il valore della resistenza interna (r_i) in funzione della tensione di alimentazione E. Quando quest'ultima oltrepassa 5 V, r_i diventa inferiore ad 1 Ω. Ciò significa che, con una dissipazione di 100 mA, il valore medio di V non diminuisce che di 0,1 V.

Il valore della tensione media d'uscita, dell'ordine di 2 V nell'esempio citato, può essere modificato sia variando il numero delle spire, sia variando la sezione del ferro di L. Tanto l'uno che l'altro metodo dà un risultato proporzionale a V.

Stabilizzazione mediante un ponte di lampade

Lo schema di fig. 2a comporta due lampadine aventi la resistenza nominale

di 21 Ω (6,3 V / 0,3 A = 21 Ω) e due resistenze di valore approssimativamente eguale (22 Ω). Il ponte formato da questi quattro elementi si troverà in equilibrio se una tensione di 6,3 V sarà presente ai capi delle due lampadine (E = = 12,6 V). In questo istante la tensione V sarà nulla. Per valori più bassi di E la caduta di tensione nelle lampadine è minore di quella che ha luogo nelle resistenze e si osserverà una certa tensione V. Finalmente, dovendosi avere V = 0 per E = 0, la curva di V in funzione di E avrà l'andamento piatto di fig. 2b. Lavorando quindi sulla sommità di questa curva, con un valore di E dell'ordine di 6 V, si ottiene una eccellente stabilizzazione: ± 0,6% per una variazione di ± 20% di E, vale a dire un coefficiente di stabilizzazione dell'ordine di 35.

Per contro, benchè il consumo sia eguale a quello dello schema di fig. 1, lo stabilizzatore a lampade non ammette che una dissipazione molto bassa. La sua resistenza interna (fig. 2b) è superiore a 20 Ω, tanto che un assorbimento di corrente di soli 10 mA provoca una variazione di 0,2 V. La forma della tensione d'uscita è invece identica a quella d'entrata E.

Essendo richiesto dalle lampadine un certo tempo per raggiungere una temperatura costante di funzionamento, lo stabilizzatore di fig. 2 non risponde immediatamente alle variazioni di E. In ciò è più lento dello stabilizzatore di fig. 1, in cui la bobina L ha un effetto istantaneo. La costante di tempo delle lampadine è tuttavia sufficientemente ridotta per non alterare le misure effettuate con un galvanometro che, a sua volta possiede una certa inerzia, contrariamente a quanto avverrebbe con un oscilloscopio.

Aumentando leggermente le resistenze dello schema, si ottiene una tensione d'uscita più elevata. Nello stesso tempo la parte alta della curva V (fig. 2b) si sposta verso i valori più elevati di E. Per delle resistenze ancor più alte sarà raggiunta la massima tensione corrispondente alla temperatura di fusione dei filamenti delle lampadine. Resta tuttavia possibile scegliere le lampadine ed il relativo sistema di collegamento in modo da restare entro i limiti di tensione dati dall'uscita di un generatore di BF.

Lampade e trasformatore a prese intermedie.

Se la tensione da stabilizzare E proviene dall'avvolgimento di un trasformatore a prese intermedie, si può utilizzare l'avvolgimento per costituire uno dei due bracci del ponte di fig. 2a. Lo schema corrispondente (fig. 3a) fornisce, per una stessa tensione E, solo la metà di V dello schema precedente. Al tempo stesso la resistenza interna r_i risulta divisa in due, sebbene ne risultino curve di stabilizzazione identiche a quelle già considerate. Valendosi di un consumo più elevato, questo schema consente il collegamento in parallelo di più bracci lampade-resistenze. Con lampade selezionate e con resistenze scelte opportunamente, i brac-

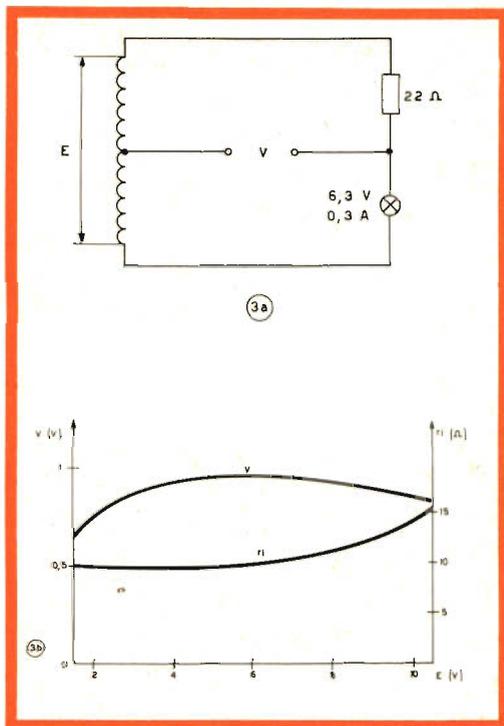



Fig. 3 - Una sola lampada ed una sola resistenza sono sufficienti, quando la tensione da stabilizzare è fornita da un trasformatore provvisto di prese intermedie.

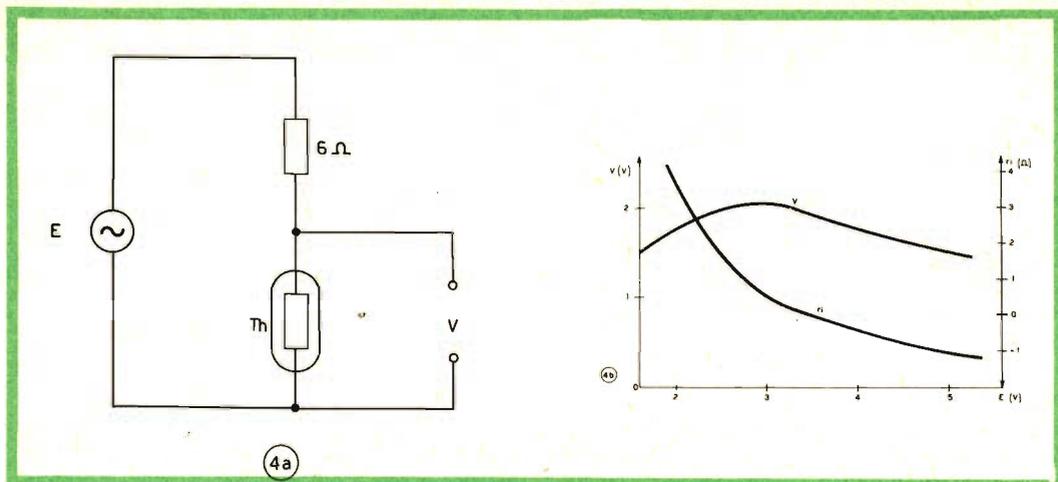



Fig. 4 - I termistori da 1 W di dissipazione hanno una così alta costante di tempo da rendere inutilizzabile l'effetto di stabilizzazione.

ci possono presentare per la curva di V dei massimi della stessa altezza, ma corrispondenti a valori diversi di E. La loro combinazione darà una curva molto piatta ed una resistenza interna relativamente bassa.

Stabilizzazione con termistori

Il termistore è il mezzo più noto per la stabilizzazione delle tensioni alternate, ma per le tensioni basse e con dissipazione di una certa importanza non gode di altrettanto favore.

Ciò a causa della costante di tempo elevata dei termistori per cui, una variazione iniziale non può essere considerata compensata se non dopo circa tre minuti. E siccome la cadenza delle variazioni generalmente osservate è superiore a tre minuti, l'effetto di stabilizzazione così ottenuto è in pratica illusorio.

Le considerazioni fatte non impediscono che lo schema di uno stabilizzatore a termistori sia molto semplice (fig. 4a). I risultati ottenuti si riferiscono ad un elemento a pastiglia con una resistenza di 50 Ω a 25° C. Alla corrente massima consentita di 600 mA la resistenza scende a 3 Ω circa, con una dissipazione massima di 1 W. La curva V (fig. 4b), ricavata con questo schema, presenta una sommità seguita da una parte discendente quasi lineare.

La resistenza interna r_i può divenire negativa di modo che prelevando corrente aumenta la tensione V. Questo difetto può essere corretto inserendo una resistenza da 1 Ω in serie con il termistore. In tal modo si rende orizzontale la parte di destra della curva V (fig. 4b). Lo schema si presta ad una stabilizzazione perfetta, se si esclude l'inconveniente dell'alta costante di tempo dei termistori per potenze di oltre 1 W.

Stabilizzazione con diodi al silicio

Lo schema di fig. 5a si distingue per l'azione istantanea della stabilizzazione. Esso è costituito da due diodi al silicio i quali, nel senso diretto, hanno la proprietà di avere una caduta di tensione di 1 V, largamente indipendente dalla corrente. Allo scopo di prestabilizzare questa corrente, si è prevista una lampadina in serie con le due coppie di diodi collegati in opposizione. La tensione di punta è dell'ordine di 2 V e la curva corrispondente di fig. 5b mostra l'alta stabilità raggiunta (± 1,5% per ± 20% di variazione di E). Lo schema è inoltre ca-

ratterizzato da una resistenza interna sufficientemente bassa per poter ammettere dissipazioni relativamente importanti (2,5% di variazione con una erogazione di 100 mA).

La tensione d'uscita non è sinusoidale; bisogna quindi fare distinzione fra valori medi e valori di punta della tensione d'uscita, valori fra loro molto vicini per la forma d'onda quasi rettangolare.

È possibile ottenere tensioni d'uscita da 1 a 3 V rispettivamente, impiegando da uno a tre diodi per braccio, ma non si possono ottenere valori intermedi. Nello schema di fig. 5a si può tutt'al più fare uso di due lampadine da 6,3 V, 0,3 A in parallelo; la tensione di punta viene allora aumentata di circa 0,1 V per tutti i valori di E, mentre r_i risulta diviso per due.

Per tensioni superiori a 5 V si possono usare due diodi Zener in luogo dei quattro di fig. 5a. Rispettando la massima corrente ammessa da questi diodi, si raggiungerà una stabilità simile a quella dello schema originale, con una resistenza interna di qualche dozzina di ohm.

Stabilizzazione a transistori

Un transistore collegato a collettore comune può fornire un'amplificazione di corrente senza che il guadagno di tensione differisca dall'unità. Lo schema può dunque essere impiegato per ridurre la resistenza interna di circuiti come quelli delle figg. 2 e 3. Essendo richiesta l'alimentazione in corrente continua, questo sistema si presenta più oneroso di quelli alimentati in alternata, ai quali questo articolo è dedicato in particolare.

Se si alimenta una valvola termoionica con corrente alternata si osserva un effetto di raddrizzamento, dato che, se la placca è negativa, non scorre corrente nella valvola. I transistori, formando un assieme simmetrico di tre strati di germanio (n-p-n oppure p-n-p), possono essere usati invertendo emettitore e collettore. Tuttavia, specialmente in un transistore di potenza, il guadagno di corrente che si ottiene con un collegamento inverso è spesso limitato a qualche unità. Inoltre, bisogna accontentarsi di una potenza ridotta, dato che il calore, prodotto dalla dissipazione fra la base e l'emettitore funzionante da collettore, non può essere liberato verso l'esterno, come avviene per il vero collettore, costituito da uno strato semiconduttore saldato direttamente sull'involucro del transistore.

Lo schema di un transistore alimentato in corrente continua e funzionante in « alternata » è rappresentato in fig. 6a. Il transistore è stato disegnato come se emettitore e collettore fossero entrambi emettitori. Ciò significa che non ha alcuna importanza il senso di collegamento, a patto che sia rispettata la base. Ad ogni alternanza, uno dei due diodi al silicio diviene conduttore e determina, fra la base ed uno degli elettrodi avente funzione di collettore, una caduta di tensione dell'ordine del volt. Il transistore lavora allora con una forte controreazione e ciò spiega la bassa resistenza di uscita del circuito. L'ampiezza della tensione d'uscita V è eguale alla caduta nei diodi più

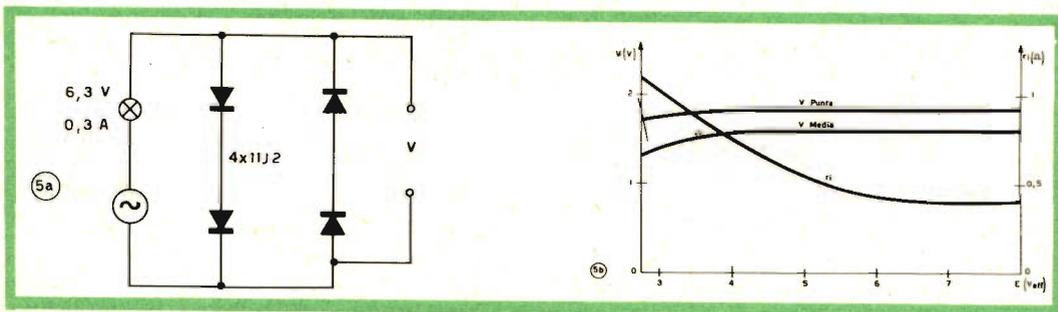



Fig. 5 - A causa delle loro caratteristiche, i diodi al silicio danno luogo ad un effetto di limitazione equivalente alla stabilizzazione del valore di punta.

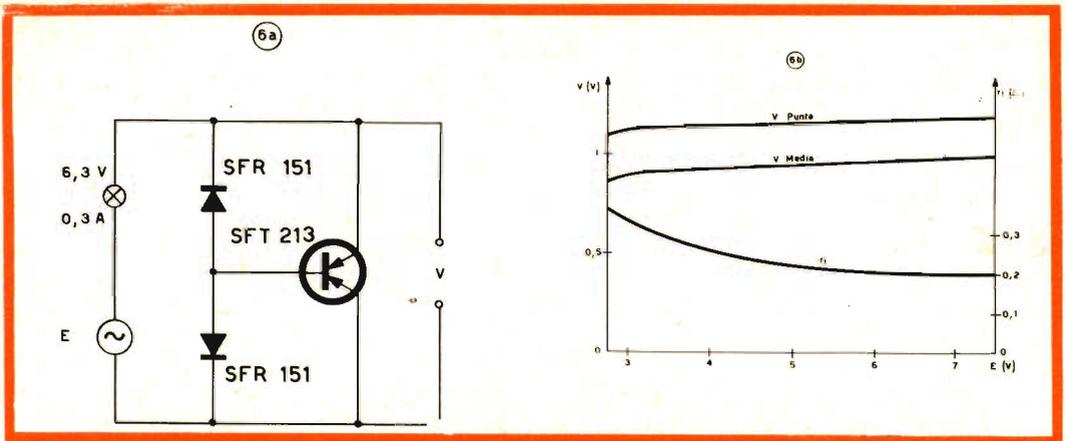



Fig. 6 - Ad ogni alternanza emettitore e collettore funzionano alternativamente come due collettori.

quella che ha luogo fra base ed emettitore. Si ottiene dunque un valore di poco superiore ad 1 V. La fig. 6a rappresenta la curva ricavata con lo schema.

Uno schema a transistori, che consente entro certi limiti di variare la tensione d'uscita, è rappresentato in fig. 7a. Per ogni alternanza della tensione di alimentazione E, la corrente che alimenta la base è derivata direttamente dai capi di quest'ultima. Secondo la posizione schematica dell'emettitore e del collettore, è in seguito a questa alternanza che si ha il più alto guadagno di corrente.

In funzione delle variazioni di E, la tensione di uscita risulterà tanto più stabile, quanto più il reostato R sarà regolato sul valore più basso, vale a dire quando il valore nominale di V sarà più basso. Le curve di fig. 7b, corrispondenti alla regolazione media di R, mostrano che la stabilizzazione è assai buona per un valore medio di V. La resistenza interna (r_i) è pertanto dieci volte più alta

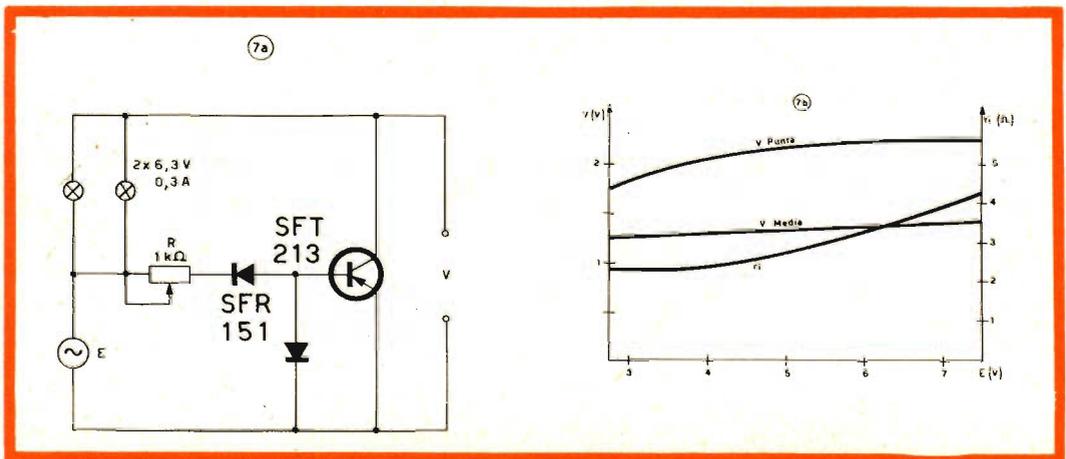



Fig. 7 - Se si vuole regolare la tensione d'uscita, bisogna accettare una resistenza interna più bassa

che nel caso precedente. Essa si può diminuire invertendo il collettore e l'emettitore dello schema di fig. 7a. Per uno stesso valore nominale di V si otterrà allora una resistenza R assai più bassa, senza che la stabilità risulti migliorata.

La forma d'onda, sarà simmetrica solo per dei valori relativamente bassi di R. Diversamente, l'alternanza corrispondente al funzionamento inverso del transistore sarà più appiattita dell'altra, risultando la tensione V alterata da una leggera componente alternata.

Verso la perfezione

Mediante un transistore supplementare ed una messa a punto più delicata, lo schema di fig. 8a offre una stabilità eccellente con una bassa resistenza interna, oltre alla possibilità di variare la tensione d'uscita. Infine, lo schema presenta delle caratteristiche che difficilmente si trovano abbinate in pratica.

Il principio è quello di un ponte di cui un braccio è costituito da R1 e da due lampade, l'altro essendo composto dagli elementi R2, P ed R3. Questo ponte ha le stesse proprietà dello schema di fig. 3a. Durante le alternanze che rendono negativo il punto A dello schema, la tensione prelevata dal cursore di P è applicata, dopo l'amplificazione ottenuta con un transistore n-p-n, sulla base del transistore di potenza p-n-p. Agendo su R1, diviene possibile rendere l'ampiezza emettitore-collettore di quest'ultimo indipendente, durante l'alternanza considerata, dalle variazioni di E ed anche di ottenere una leggera compensazione ulteriore.

Questa compensazione è d'altra parte necessaria, poichè quando le alternanze rendono positivo il punto A, il transistore di potenza funziona soltanto secondo il principio di fig. 6a. Il suo effetto di stabilizzazione non è però così efficace come quello ottenuto con questo schema che comporta, nel circuito di base, una resistenza regolabile R4 con cui si ottiene una tensione di uscita simmetrica, vale a dire esente da componente di corrente continua, almeno per il valore no-

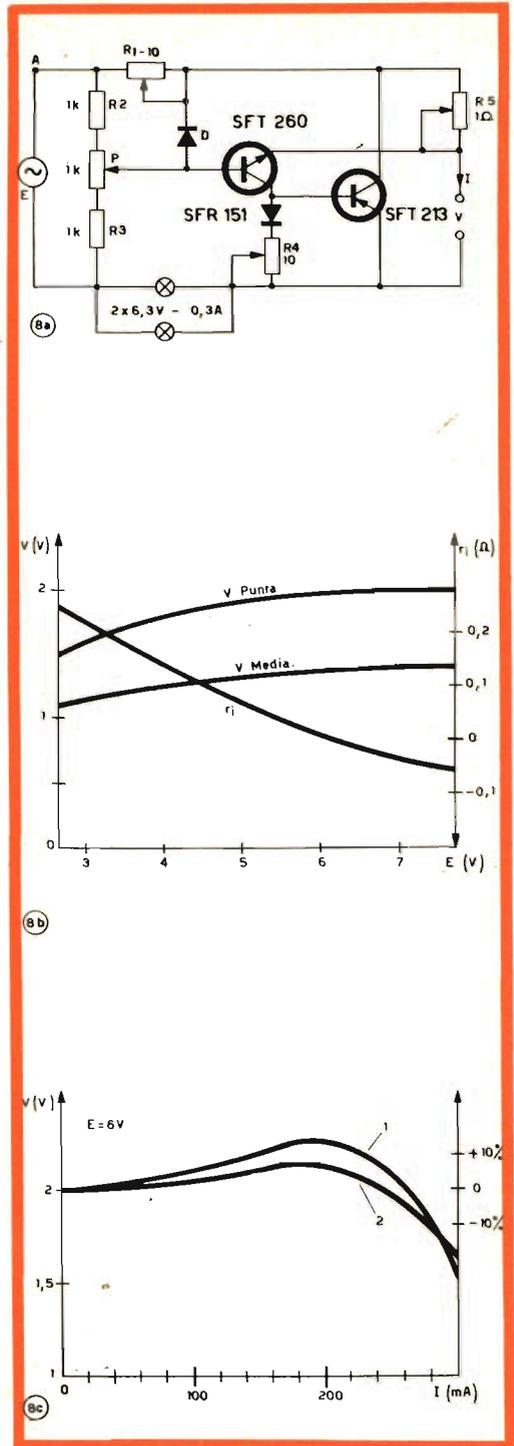



Fig. 8 - Usando due transistori si può ricorrere ad una reazione positiva per mantenere la resistenza interna ad un valore praticamente nullo.

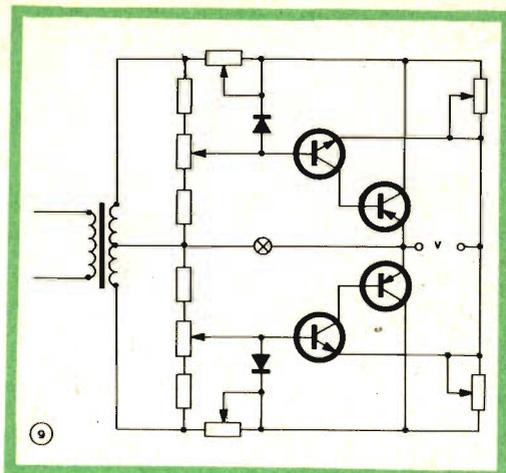



Fig. 9 - Versione simmetrica dello schema di fig. 8a.

minale di E. Questa componente non è mai superiore a 100 mV.

Per poter regolare al più basso valore la resistenza interna dello schema, è stata prevista una resistenza variabile R5. Aumentando con la dissipazione, la caduta di tensione che ha luogo ai capi di questa resistenza è applicata fra l'emettitore e la base del transistore n-p-n, con l'intermediario di un diodo al germanio D, del tipo per uso generale. Questo diodo impedisce che il transistore n-p-n possa divenire conduttore nel senso inverso, allorchè il punto A è positivo. Inoltre, provocando nel senso diretto una caduta di tensione in funzione della temperatura ambiente, esso compensa l'effetto che la temperatura avrebbe sul transistore n-p-n. Maggiore sarà la caduta di tensione su R5, più bassa sarà la corrente di base del transistore di potenza. Ciò significa che la caduta di tensione fra l'emettitore e il collettore di quest'ultimo aumenta con la dissipazione. Se R5 è relativamente grande, si osserverà un aumento simile di V e, regolando convenientemente R5, si otterrà una resistenza interna praticamente nulla.

Le curve di regolazione ricavate da questo schema sono riportate in fig. 8b. Le varie regolazioni sono state fatte per dei valori nominali di 6 V eff. e di 2 V di punta, rispettivamente per E e per V. Si è constatata un'ottima stabilità per E = 6 V. La resistenza interna, misurata con una dissipazione di 100 mA, si stabilizza a meno di ± 50 mΩ, per una variazione di E del 10%.

Essendo il transistore n-p-n pilotato con una tensione, esso non lavora in modo lineare, tanto che anche la resistenza interna ne è alterata allo stesso modo. Ciò significa che la tensione V non è strettamente proporzionale alla corrente I. Le due curve di fig. 8c, corrispondenti a due differenti regolazioni di R5, spiegano il fenomeno. La regolazione corrispondente alla curva 1 sarà vantaggiosa se la dissipazione massima è limitata a 100 mA: la variazione di V resterà allora inferiore a ± 1%. Se al contrario si richiede una dissipazione di 250 mA, bisognerà accontentarsi di una stabilità del ± 2% e scegliere, per R5, un valore di poco più basso (curva 2).

Lo schema di fig. 8a si presta a numerose varianti. Si può, per esempio, per evitare la componente continua segnalata più sopra, e per ottenere una forma d'onda meno distorta, realizzare uno schema simmetrico di cui ogni sua metà lavora per una alternanza. Lo schema di fig. 9 indica il principio di funzionamento.

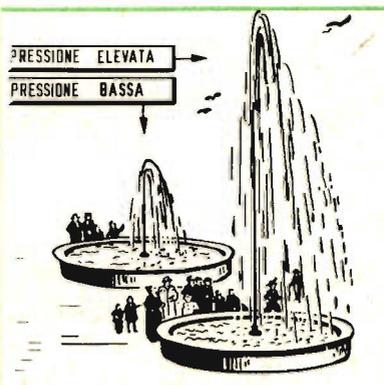
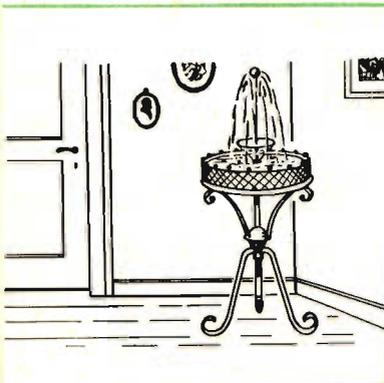
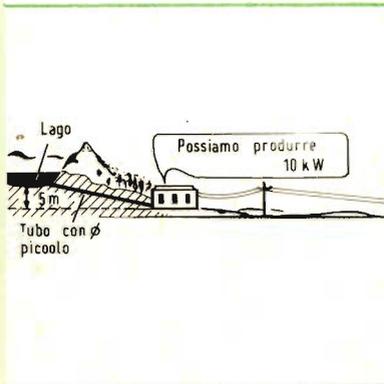
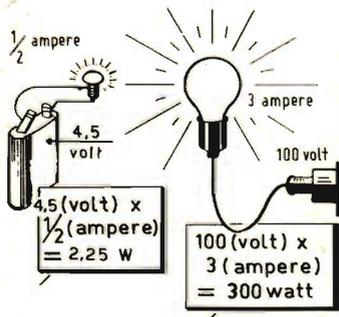
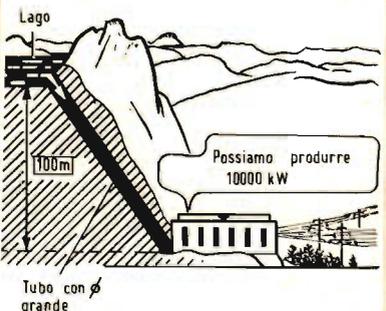
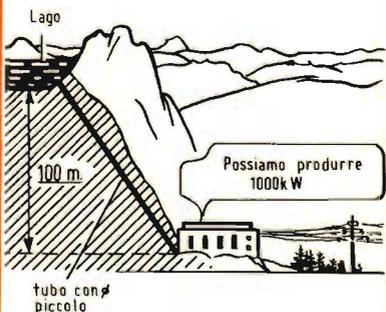
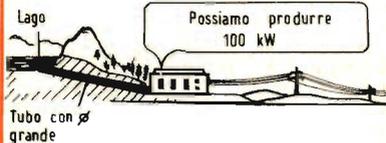
I. Andreini

Un saldatore a raggio « electron » è stato costruito dalla Filters Inc. per la produzione su scala industriale degli interruttori a scatto.

La HRB-Singer studierà un elaboratore di dati per migliorare i metodi adottati dal Governo per l'assegnazione delle frequenze di trasmissione. Il contratto è stato concesso dall'Ufficio per i programmi d'emergenza degli S. U.

l'elettronica ILLUSTRATA

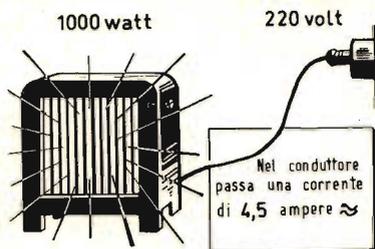
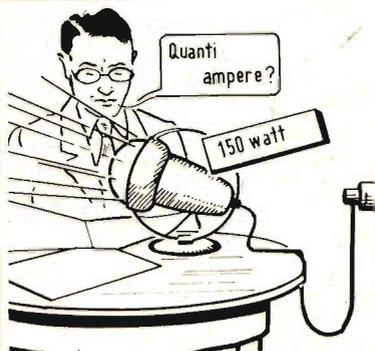
III Parte

Per ben comprendere che cosa significhi la parola « potenza », ecco un esempio: in questa figura sono rappresentate due fontane. Lo zampillo di quella in fondo sale di poco, perché la pressione che spinge l'acqua fuori dal tubo è assai bassa; in quella in avanti nella figura, lo zampillo sale molto più in alto; segno che la pressione che spinge l'acqua fuori dal tubo è maggiore. Questo è evidente! Ecco! noi diciamo che in questo secondo caso è in gioco una "potenza" superiore.

La potenza però non dipende solo dalla quantità di acqua spinta verso l'alto ma anche dalla quantità. Una fontanella di una vasca di pesci di una stanza da soggiorno avrà una potenza molto inferiore alla fontana di un giardino (altezza dello zampillo e quantità di acqua molto inferiori).

Altri esempi chiariranno meglio il concetto di potenza: Da un lago artificiale si diparte una condotta forzata di diametro ridotto; questa arriva a una turbina collegata ad un alternatore che girando produce corrente elettrica alternata. Il "salto" dell'acqua non è grande, per cui anche la pressione esercitata sulle pale della turbina non sarà grande e quindi bassa sarà la potenza elettrica sviluppata dall'alternatore (solo 10 kW).

Supponiamo, rimanendo tutto invariato, di cambiare il tubo della condotta forzata con uno di diametro maggiore. La quantità di acqua che batterà sulle pale della turbina, sarà maggiore, e quindi a parità di " salto " potremo sviluppare una maggiore potenza elettrica (100 kW al posto di 10 kW).

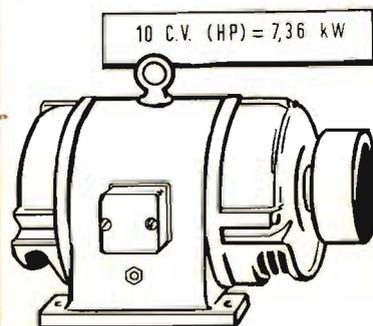
La potenza della nostra centrale potrà essere aumentata supponendo di aumentare la caduta (il salto) pur mantenendo inalterato il diametro della condotta forzata. Anche in questo caso si avrà come risultato finale un aumento della pressione sulle pale della turbina che girerà più veloce e farà sviluppare all'alternatore una potenza elettrica ancora più grande delle precedenti (1000 kW invece di 100 kW).

Infine aumentando sia il diametro del tubo che la caduta dell'acqua, si otterrà una potenza ancora più grande delle precedenti (10.000 kW invece di 1.000 kW).
Da quanto letto sopra è evidente pertanto che la potenza dipenderà sia dalla quantità di acqua (intensità di corrente) che dalla pressione (tensione). L'esempio della potenza meccanica sviluppata dalla caduta dell'acqua trova una perfetta analogia nella potenza sviluppata dalle correnti elettriche. Infatti, l'intensità del flusso della corrente elettrica e il valore della tensione (pressione dell'acqua) determinano il valore della potenza elettrica.

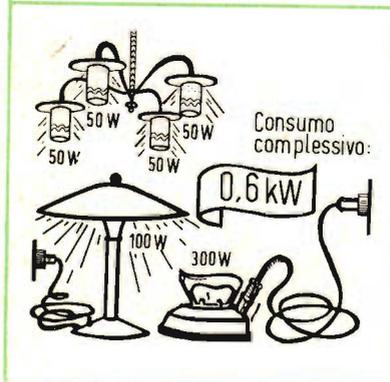
In pratica, per sapere il valore della potenza elettrica basta moltiplicare gli ampere (A) assorbiti da una data apparecchiatura per i volt (V) di tensione applicata: il prodotto (A x I) esprime i watt (W) di potenza di quella data apparecchiatura. Ciò vale per la corrente continua. Per la corrente alternata questo prodotto va ancora moltiplicato per un certo fattore (fattore di potenza — cos φ —) che, in generale, è minore di 1 e tende quindi ad abbassare la potenza.

Nel filo di resistenza di una stufetta elettrica collegata alla tensione di rete di 220 V passa una corrente di 4,5 A, la potenza della stufetta sarà 220 x 4,5 e cioè circa 1000 W.

Di una lampada a raggi infrarossi si sa che è da 150 W e funziona con una tensione di rete di 220 V. Da questi due valori possiamo facilmente ricavare l'intensità della corrente che attraversa il filamento incandescente; è facile: basta dividere i watt (150) per i volt (220) e si ottiene circa 0,7 ampere, che è appunto l'intensità di corrente che noi volevamo sapere.

L'elettrotecnico misura la potenza in W o in kilowatt (kW); il costruttore di macchine preferisce misurare la potenza delle sue macchine in "cavalli vapore" (H. P.) *

* (H.P. sono le iniziali delle parole inglesi "Horse Power")

Quando si parla di potenze espresse in W o in kW o in cavalli vapore (H. P.) è bene ricordare le seguenti uguaglianze: 1 kilowatt (kW) = 1,36 cavalli vapore (H. P.)
1 cavallo vapore (H. P.) = 736 watt.

Quello che c'è ancora da dire sul watt o sul kilowatt non è finito! Quanto costa tenere accesa la nostra lampada da 1000 watt? La risposta è semplice! Dipende dal tempo in cui la teniamo accesa.

Il numero che il lettore ogni mese legge sul contatore indica appunto il numero di kilowattore consumati; 1 kilowattore è l'energia consumata da un apparecchio (lampade, frigorifero, ecc.) della potenza di 1 kW in un'ora.

Se una lampada da 1000 watt rimane accesa per 1 ora noi abbiamo consumato l'energia equivalente ad 1 kilowattora (1000 W x 1 ora = 1 kilowatt-ora); questo consumo è equivalente a quello di una lampada da 100 W che rimanga accesa per 10 ore (infatti 100 W x 10 ore fa ancora 1000 watt-ore e cioè 1 kilowatt-ora). Le società distributrici fissano un prezzo base per 1 kilowattore. Perciò, supponendo che esse facciano pagare 40 lire per kilowatt-ora; noi, nei due casi precedenti, dovremo pagare solo 40 lire.

Supponiamo di calcolare quanto spendiamo se contemporaneamente a casa nostra mettiamo in funzione più apparecchi elettrici: nella sala da pranzo sono accese 4 lampade da 50 watt ciascuna (quindi complessivamente 200 watt); nello studio una lampada da 100 watt; il ferro da stiro è di 300 watt, complessivamente quindi avremo 200 + 100 + 300 = 600 watt = 0,6 kilowatt. Lampade e ferro da stiro rimangono in funzione per 3 ore; avremo quindi 0,6 x 3 = 1,8 kilowattore. Questo è il consumo di energia di questi apparecchi in 3 ore, e questo è il numero registrato dal contatore. Siccome ogni kilowattora costa 40 lire, la spesa complessiva sarà 40 x 1,8 = 72 lire. Non è molto! Ma poi ci sono le tasse!

(Dis. Longhino) (da " Lehrbriefe ")

a cura di P. Soati

TELEVISORE WESTINGHOUSE modello 701T23 e modelli similari

Caratteristiche generali

Il ricevitore per televisione della **Westinghouse modello 701T23,** (e così pure altri modelli della stessa casa aventi caratteristiche simili) è adatto per la ricezione di tutti i canali compresi nello standard italiano **VHF,** e di quelli **UHF** compresi nella gamma 470-730 MHz.

L'impedenza di ingresso è di 300 Ω. Dovendo fare uso di un cavo coassiale da 60 o 75 Ω è indispensabile interporre fra il cavo stesso e l'ingresso del televisore, un adattatore 60-75/300 Ω. Il valore della portante di media frequenza video è di 45,75 MHz, quello della portante audio 40,25 MHz.

La commutazione del primo e del secondo canale avviene tramite tasto. Il passaggio sul secondo canale è segnalato da una indicazione luminosa. L'altoparlante è del tipo magnetodinamico e la potenza di uscita dell'ordine dei 3,2 W.

L'alimentazione è prevista per reti a 220 V, con assorbimento di circa 180 W. I filamenti sono alimentati in serie.

Valvole e diodi impiegati con relative funzioni

V1 = PCC189 (7ES8) doppio triodo - amplificatore radio frequenza VHF; V2 = = PCF801 - triodo pentodo - oscillatore, mescolatore VHF. Tale valvola in UHF, assolve alle funzioni di amplificatrice di media frequenza; V3 = EF80 (6BX6) pentodo - amplificatore media frequenza audio; V4 = 6DT6 pentodo - limitatore discriminatore; V5 = 19FD5 pentodo - amplificatore finale radio frequenza; V6 = = EF183 (6EH7) pentodo - I° amplificatore media frequenza video; V7 = EF184 (6EJ7) pentodo - II° amplificatore media frequenza video; V8 = PCL84 (15DQ8) pentodo-triodo - finale video, controllo automatico di guadagno; V9 = AW59-91 cinescopio; V10 = PC88 triodo - amplificatore a radio frequenza UHF; V11 = = PC86 triodo - oscillatore UHF; V12 = = 9EA8 pentodo - separatore ed invertitore di sincronismi; V13 = PCL85 (18GV8) pentodo - oscillatore e uscita del circuito di deflessione verticale; V14 = = 6AL5 (EB91) doppio diodo - comparatore di fase; V15 = 12CG7 doppio triodo - oscillatore orizzontale; V16 =

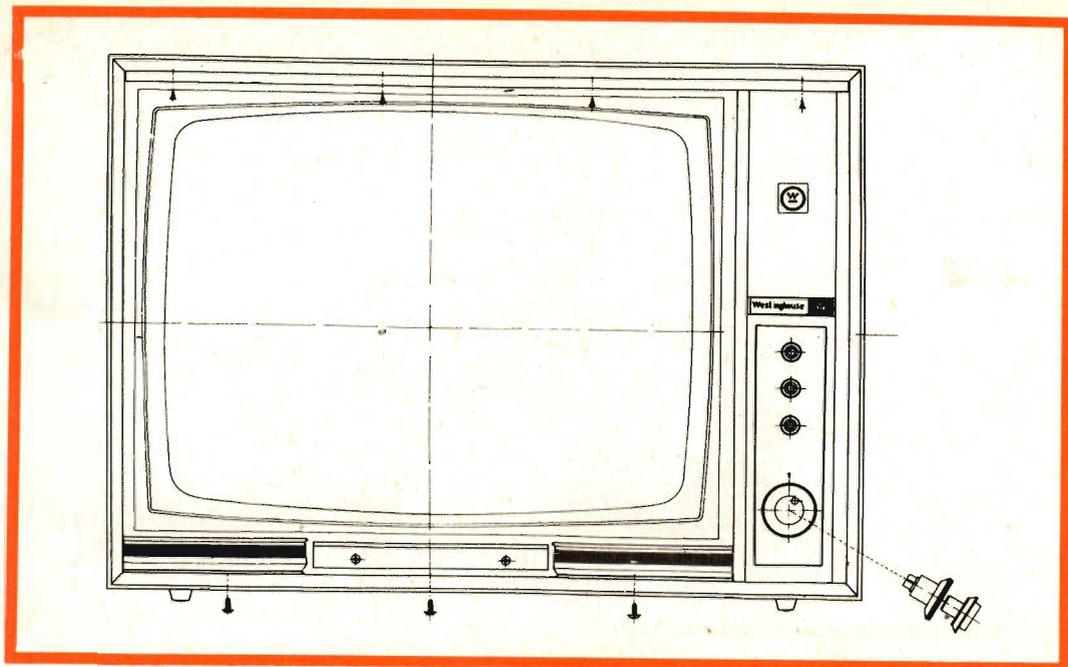



Fig. 1 - Vista frontale dell'apparecchio.

= 25DQ6 pentodo - uscita del circuito di deflessione orizzontale; V17 = 38AU4 damper - smorzatore di deflessione; V18 = = 1G3 diodo - rettificatore EAT; D1 = = 1G95 rivelatore circuito video; D2 = = 1S560 raddrizzatore per il circuito anodico; D3 = 1S1694 diodo smorzatore per il ritorno di riga.

REGOLAZIONI CHE POSSONO ESSERE NECESSARIE ALL'ATTO DELLA INSTALLAZIONE

Centratura verticale ed orizzontale dell'immagine

La centratura verticale ed orizzontale dell'immagine si ottiene effettuando la rotazione del magnete del centratore che è visibile in fig. 3 con la lettera B.

Prima di eseguire tale operazione ci si dovrà accertare che il comando del sincronismo orizzontale si trovi al centro della normale zona di regolazione.

Inclinazione dell'immagine

Qualora l'immagine risulti inclinata rispetto ai bordi della cornice, occorre allentare il fissaggio del giogo avvicinando fra loro le due alette sporgenti dall'anello a molla che in fig. 3 è contrassegnato dalla lettera C. Si procederà quindi alla rotazione del giogo fino a portare l'immagine in posizione regolare, avendo cura di non toccare l'avvolgimento con le dita.

Ampiezza e linearità verticale

Dovendo procedere alla regolazione delle dimensioni dell'immagine, in presenza del monoscopio, si agirà alternativamente sulle regolazioni di **ampiezza verticale, linearità verticale superiore e linearità verticale inferiore** in modo da portare l'immagine a coprire interamente lo schermo in senso verticale. Dette operazioni dovranno essere ripetute fino a che l'immagine acquisti simmetria e proporzioni esatte.

Ampiezza e linearità orizzontale

Anche in questo caso si agirà alternativamente sulle regolazioni di **ampiezza orizzontale e di linearità orizzontale** fino a ottenere una immagine perfettamente simmetrica e proporzionale al verticale. Come abbiamo detto le migliori condizioni si raggiungeranno esclusivamente eseguendo le operazioni in presenza del monoscopio.

Livello del contrasto

Per regolare in modo esatto il livello del contrasto, occorre portare il comando di **contrasto** frontale al minimo. Successivamente si passerà a regolare il comando relativo al **livello di contrasto** per il minimo di partenza dell'immagine, il più basso possibile.

Qualora i segnali del primo e del secondo programma non giungano al televisore con la stessa intensità, la regolazione dovrà essere effettuata sul segnale più debole.

È opportuno tenere presente che se il comando relativo al livello di contrasto non è regolato, ed in particolare se il minimo di partenza è tenuto troppo alto, si possono verificare fenomeni di saturazione i quali danno luogo a ronzio nel suono, deformazioni nel video e ritardo nel passaggio da un programma all'altro.

Sensibilità VHF

Per regolare la sensibilità in **VHF** è necessario portare i comandi di **contrasto** a metà corsa e ritoccare il comando relativo alla **sensibilità VHF** fino al raggiungimento del minimo fruscio possibile. Il raggiungimento di tale condizione è indispensabile perchè altrimenti una eccessiva amplificazione da parte del circuito **cascode** può provocare dei fenomeni di saturazione. Se ad operazione ultimata, portando il comando di **contrasto** al massimo, si nota una certa saturazione, è opportuno ricontrollare la regolazione del **livello di contrasto** secondo la prassi che abbiamo indicato.

Regolazione della frequenza orizzontale

Il centro della corsa del comando d sincronismo deve corrispondere sempr al centro della zona di tenuta, contro labile commutando i programmi con comando posto a metà corsa.

Nel caso in cui eseguendo tale com mutazione la figura non si ricompong

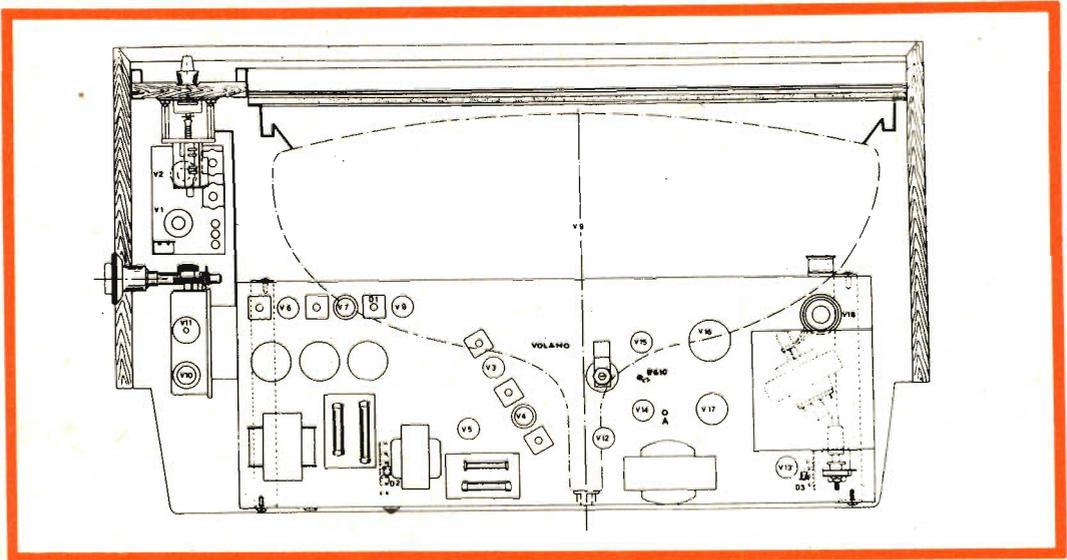



Fig. 2 - Apparecchio in sezione visto dall'alto.

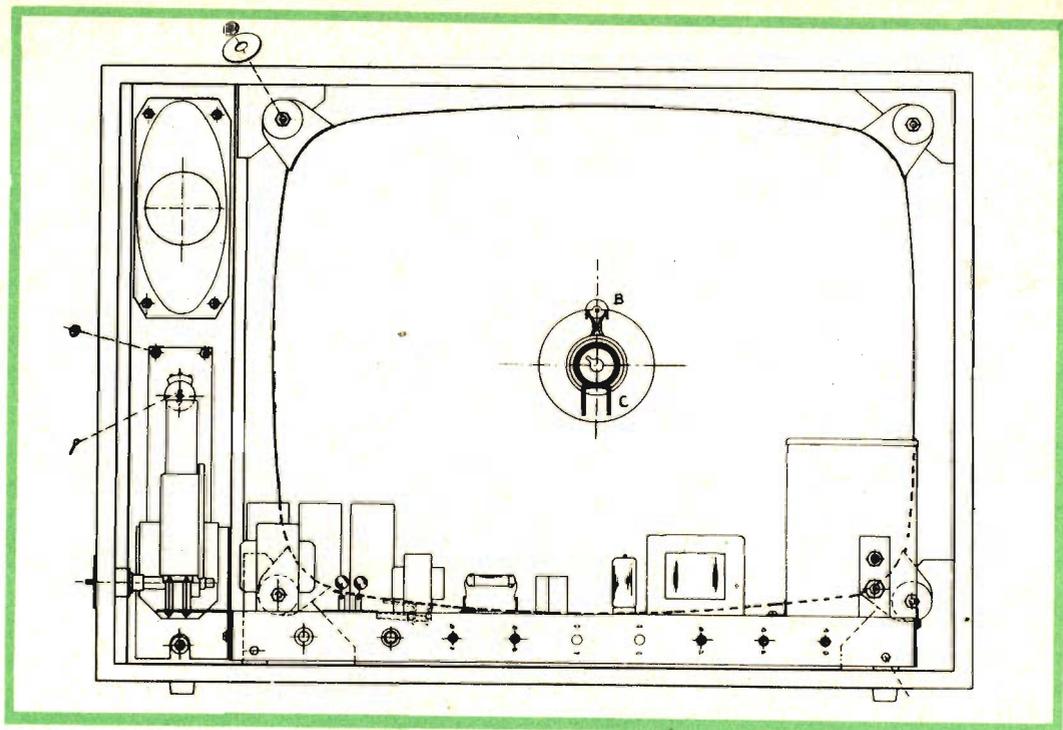



Fig. 3 - Vista posteriore del televisore.

in modo esatto, occorre procedere alla regolazione del potenziometro semifisso R610. Se infine la zona di tenuta orizzontale non corrisponde alla intera regolazione del comando, è necessario controllare la taratura della bobina volano agendo nel seguente modo:

a) Procedere a cortocircuitare la bobina volano mettendo a massa il punto A (che corrisponde all'ingresso dei sincronismi alla 12CG7);

b) Regolare il comando dei sincronismi fino a fermare perfettamente l'immagine;

c) Togliere il corto circuito alla bobina volano e regolare il suo nucleo in modo da ottenere nuovamente la condizione precedente;

d) Cortocircuitare alternativamente la bobina volano allo scopo di controllare l'esattezza della regolazione.

e) Staccare da massa il punto A. (fig. 2)

Sintonia VHF

Nel caso in cui, tramite l'apposito comando, non si possa ottenere una sintonia esatta, in primo luogo si dovrà procedere a sfilare la manopola canali, e quella relativa alla sintonia **VHF,** dal proprio perno.

Tale operazione consente di accedere al nucleo relativo alla bobina oscillatrice corrispondente al canale sul quale è sintonizzato il televisore. Regolando tale nucleo (fig. 1) si otterrà la sintonia desiderata.

Ispezione del televisore

Attraverso l'apertura che è stata praticata nel piano di base del mobile è possibile accedere a quasi tutti i componenti elettrici dell'apparecchio, la qualcosa facilita le operazioni di ispezione e di riparazione.

Smontaggio e montaggio del telaio

Qualora sia indispensabile asportare il telaio dal mobile, è necessario togliere le due viti che sono poste lateralmente sul piano posteriore del telaio e i due dadi che fissano la piastra porta comandi, visibili in fig. 3. Successivamente si sfileranno i bottoni dei comandi frontali e laterali, montati a pressione, ad eccezione del comando del commutatore 1°-2° programma, il quale è vincolato alla piastra da una coppiglia. (fig. 3)

Durante le operazioni di montaggio è necessario assicurarsi che le due spinette che si trovano nella parte anteriore dei cavallotti inferiori, entrino negli appositi fori del telaio. (fig. 1)

Smontaggio del cristallo frontale

Per smontare il cristallo di protezione frontale si devono togliere le tre viti che fissano il profilato inferiore. Tolto il profilato è senz'altro possibile accedere alla piastra che blocca il cristallo al mobile.

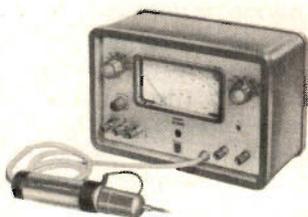
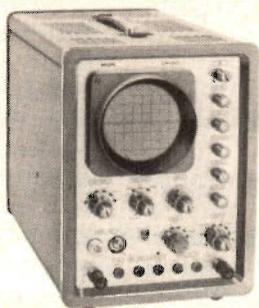
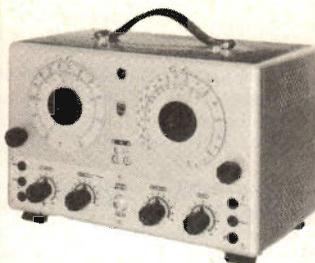
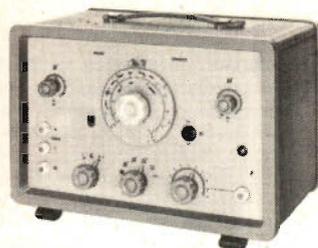
È consigliabile smontare anche il profilato superiore allo scopo di agevolare il montaggio del cristallo. (fig. 1)

Smontaggio del cinescopio

Per smontare il cinescopio è necessario togliere i quattro dadi che fissano la fascia di ancoraggio del cinescopio stesso al mobile, dopo aver smontato il telaio. (fig. 3)

Dovendo sostituire il cinescopio è necessario eseguire in modo perfetto il montaggio della fascia, dato che un suo fissaggio inesatto non ne permette il perfetto alloggiamento.

Durante le suddette operazioni il cinescopio dovrà essere maneggiato secondo le normali norme prudenziali, poichè avendo un vuoto spinto, particolari rotture darebbero luogo a pericolose implosioni. A questo proposito facciamo presente che durante le operazioni, di messa a punto, di riparazione e della sostituzione del cinescopio, occorre evitare che nel locale addetto, non entrino persone estranee e tanto meno bambini.

Durante la riunione dell'« American College of Surgeons » tenutasi il 30 ottobre scorso, è stata presentata una relazione relativa all'installazione di uno stimulatore radio-fisiologico il cui effetto permette di comandare l'evacuazione della vescica. I medici affermano che questa geniale apparecchiatura è in grado di prolungare la vita ai paraplegici del Paese, il cui numero è valutato intorno ai 200.000.
Più della metà dei casi di morte dei paraplegici è attribuita a complicazioni di carattere biologico e fisiologico che interessano l'apparato urinario.
Il radio-ricevitore, avente la forma di un orologio da polso, pesa soltanto 115 grammi, e non necessità di alcuna sorgente interna di alimentazione. Esso viene installato ad di sotto di una sacca sottocutanea, praticata nel lato sinistro dell'addome. Due elettrodi realizzati in acciaio inossidabile sono in contatto diretto col muscolo espulsore che mette in funzione la vescica.
Un piccolo trasmettitore, alimentato da quattro batterie del tipo adottato nei radio-ricevitori a transistori, viene tenuto dal paziente in prossimità del ricevitore. Allorchè questo viene messo in funzione, trasmette degli impulsi aventi una durata prestabilita, come pure una data frequenza ed una data ampiezza, provocando così la contrazione della vescica, e — di conseguenza — l'espulsione dell'urina.
L'intrallazione dell'apparecchio non richiede la presenza di alcun conduttore elettrico attraverso il corpo, il che elimina in partenza il grave rischio di provocare delle infezioni addominali.
L'apparecchio è stato escogitato e realizzato nei laboratori di ricerca della Avco-Everett, nel Massachussetts, e sperimentato nell'Ospedale Maimonides di Brooklyn. L'idea è stata di Gurdon R. Abell della EICO. Le ricerche sperimentali effettuate presso l'Ospedale Maimonides sono dirette dal Dr. Adrian Kantrowitz e dal Dr. Martin Schaumann. Il direttore della EICO Lab è Arthur Kantrowitz, fratello di Adrian.

i lettori ci scrivono ....

In questa rubrica verranno pubblicate solo risposte che a suo insindacabile giudizio, la Redazione della Rivista riterrà d'interesse generale.

Ai quesiti avanzati dai Lettori sarà comunque data pronta evasione per lettera.

Le domande avanzate dovranno essere accompagnate dall'importo di L. 500, anche in francobolli, a copertura delle spese postali e di ricerca.

a cura di P. Soati

Sig. **ANISIO P.** - Torino

A proposito di un generatore di segnali

Nel generatore di segnali descritto nel n° 10 *di* S.T *nella rubrica* I LETTORI CI SCRIVONO, *uno dei cristalli, relativo all'ultimo oscillatore, può essere sostituito senz'altro da un altro del valore di* 5,5 MHz.

In linea di massima non dovrebbe essere necessario alcun ritocco del condensatore al quale il cristallo fa capo. D'altra parte piccoli ritocchi, previa sostituzione, sono sempre facilmente effettuabili in sede sperimentale. I due transistori 2N 170 *potrebbero essere sostituiti da due* OC 140, *ma in considerazione del fatto che tale apparecchio non è stato costruito da noi, ma pubblicato su segnalazione di una fonte francese, è sempre consigliabile usare i transistori originali.*

Per collegare direttamente lo strumento ad un dato apparecchio, cioè non tramite l'accoppiamento con la bobina L2, *è sufficiente usare del cavetto coassiale che sarà collegato tra il jack* J3 *e l'entrata dell'apparecchio in questione.*

Sig. Prof. **U. FERRARA** - Cagliari

Schema dell'oscilloscopio EICO mod. 425

Nel n° 7/8-1962 *di* SELEZIONE TECNICA *è stata pubblicata la descrizione dell'oscilloscopio EICO modello 425 completa dei dati tecnici, della descrizione del circuito, del funzionamento dell'oscilloscopio, del montaggio meccanico ed elettrico, delle tabelle di cablaggio relative ai collegamenti del pannello frontale, del telaio di base, e dei collegamenti fra pannello e telaio. In tale numero è riportato pure lo schema elettrico dell'oscilloscopio, completo dei dati richiesti, e gli schemi relativi alle connessioni, oltre ad alcuni esempi pratici su alcune applicazioni dell'oscilloscopio stesso.*

Il suddetto numero potrà richiederlo direttamente al nostro ufficio amministrativo.

Sig. **RICCI R.** - Massa

Oscilloscopio

L'oscilloscopio descritto a suo tempo nel n° 1-1961 *di* SELEZIONE TECNICA *può essere fatto funzionare anche usando un tubo da 3". Naturalmente occorre adeguare le tensioni di alimentazione a quelle richieste dal tubo in questione, che dovranno essere senz'altro superiori.*

Dato che lei non ci comunica di quale tipo di tubo sia in possesso, consultando le relative caratteristiche potrà stabilire senz'altro quali siano le tensioni minime richieste e se l'alimentatore in suo possesso risponda ai requisiti richiesti.

D'altra parte detto apparecchio è di costruzione talmente elementare che vale la pena di costruirlo anche a solo scopo didattico.

Sig. **PERUCHE** - Cordignano

Panorama Radiofonico

La rubrica PANORAMA RADIOFONICO *non è stata continuata in relazione al fatto che in Italia la schiera di coloro che si dedicano all'ascolto delle stazioni radiofoniche mondiali su onde corte è molto esigua, contrariamente a quanto si verifica all'estero. Ciò è dimostrabile dal fatto che in molte nazioni, anche piccole, esistono addirittura dei Club che provvedono al coordinamento di una tale attività.*

Le pubblicazioni alle quali fa riferimento sono edite da alcuni Centri di Controllo ma sono di difficile reperibilità per chi non abbia in tale campo un'attività professionale. Le consiglio invece di acquistare il volume WORLD RADIO TV *edito da O. Lund Johanessen, Lindorffsalle* 1, *Hellerup, Danimarca, del quale sta uscendo l'edizione* 1964. *Si tratta di un manualetto nel quale sono contenute le stazioni di tutto il mondo sia ad onde medie che ad onde corte ed anche televisive ed FM; esso è molto utile per coloro che desiderano dedicarsi ad un tale genere di attività dilettantistica. Il manualetto è in vendita in Italia presso le principali librerie.*

Sig. **SAVINI S.** - Merano (Bolzano)

Accoppiamento fra gli apparecchi TR/112 e TR/114

Il sintonizzatore TR/112, *come è visibile sullo schema elettrico ha il positivo a massa. I collegamenti che si devono effettuare fra la bobina d'aereo, il condensatore variabile e la massa sono indicati nella figura* 4 *del* n° 11/12-1962 *che rappresenta per l'appunto lo schema elettrico del circuito d'aereo. I due apparecchi* TR/112 *e* TR/114, *come abbiamo già detto altra volta, non possono essere accoppiati direttamente dato che il primo, ha il positivo a massa e il secondo il negativo.*
Ad ogni modo in figura 1 *è riportato lo schema dei collegamenti e dei valori dei vari componènti relativi a un dispositivo che consente l'accoppiamento fra i due apparecchi. Ci congratuliamo con lei per gli ottimi risultati conseguiti con la realizzazione della fonovaligia descritta a suo tempo nella rivista.*

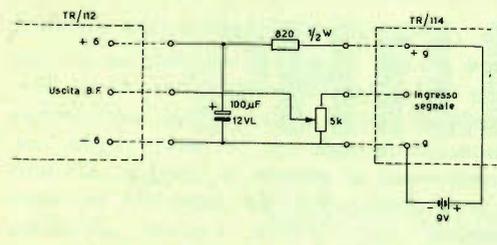



Fig. 1 - Schema dei collegamenti per l'accoppiamento tra il TR/112 e il TR/114.

Sig. **BAMI P.** - Roma

Schema di radioapparecchio

Se la sua richiesta si riferisce all'amplificatore GBC-TR/114 *le precisiamo che lo schema di detto apparecchio è stato pubblicato nel* n° 11/12-1962 *di* SELEZIONE TECNICA, *se invece si riferisce ad un apparecchio della casa da Lei indicata evidentemente la richiesta dovrà indirizzarla direttamente alla casa interessata.*
Tenga presente che il n° 11/12 *potrà richiederlo, nel caso ne sia sprovvisto, al nostro ufficio amministrativo.*

Sig. **A. TELARA** - Massa

Attacco di un registratore ad un radioricevitore

Può senz'altro collegare il registratore al radioricevitore in suo possesso effettuando i collegamenti sul potenziometro che regola il volume dell'apparecchio radio.
In linea di massima lo schema da lei inviato è esatto. L'utilità della resistenza (ed il relativo valore) e del condensatore, può trovarla anche sperimentalmente senza timore di provocare dei guai ai due apparecchi.

Sig. **ROSSINI L.** - Como

Ricetrasmettitore per i 28 MHz.

I dati del trasformatore di modulazione, oltre ai valori dell'impedenza già comunicati, sono: Primario 240 *spire; Secondario* 240 *spire.* S1, 50 *spire. Avvolgimento con filo da* 3/10. *Sezione del nucleo* cm² 1,8.
L'indirizzo del Maggiore Pilota F Bassi è il seguente: Via Giuggiolo, 7 - ROMA.

Sig. **PI BAZZANA B.** - Brescia

Oscilloscopio Mod. 425 EICO

Innanzi tutto è consigliabile effettuare un controllo generale del circuito e uno particolare per ciò che si riferisce alle tensioni di alimentazione dei vari circuiti interessati. La caduta di tensione nel circuito di alimentazione dei filamenti, da lei denunciata, non dovrebbe provocare una deformazione della traccia, almeno se si mantiene nell'ordine

dei valori ammessi. Se lei ritiene che il difetto sia da attribuire a tale causa, la preghiamo di inviare alla nostra sede di Milano il trasformatore di alimentazione per un controllo, specificando dettagliatamente le anomalie da lei rilevate.

Sig. **SATTA E.** - Cagliari

Amplificatore telefonico

È ovvio che in relazione agli elementi che lo compongono lo schema dell'amplificatore telefonico descritto nel n° 9-1963 *consenta di ottenere una amplificazione dei segnali telefonici appena sufficiente per azionare un altoparlante di potenza molto ridotta.*
Per contro l'amplificatore TR/114, *il quale ha una potenza di uscita dell'ordine di* 1 W, *avrebbe potuto permettere di riprodurre le conversazioni telefoniche con una potenza sufficiente.*
In relazione a tale fatto le consiglierei di controllare accuratamente l'efficienza del rivelatore telefonico collegandolo ad esempio ad un altro amplificatore, magari del tipo a valvole. Inoltre la prego di tenere presente che la migliore posizione del rivelatore sull'apparecchio telefonico, o sul microtelefono, deve essere trovata per tentativi fino ad ottenere i risultati migliori.
Se l'efficienza del rivelatore è normale potrebbe aumentare l'amplificazione ricorrendo all'uso di un preamplificatore del tipo di quelli illustrati a partire dalla pagina 541 *del* n° 5-1963 *come ad esempio il tipo* Z/155-0 *da far precedere all'amplificatore* TR/114.
Potrebbe anche far ricorso all'uso di un amplificatore Z/155-6 *pilotato da un preamplificatore* Z/155-1.
La soluzione migliore sarebbe quella di procurarsi un registratore dotato di un buon amplificatore, la qualcosa le consentirebbe anche la registrazione delle conversazioni telefoniche, cosa che in molti casi è assai utile.

RADIO REGINA - Roma

Schemi di uditofoni

In figura 1 *è riportato lo schema di un uditofono a transistori nel quale l'assenza di qualsiasi tipo di condensatore eccetto un elettrolitico permette di ridurre al minimo le dimensioni dell'apparecchio ed il relativo costo.*
La corrente di collettore del transistore di uscita deve essere regolata per 2,2 mA *tramite la resistenza* R1 *(che deve avere un valore compreso fra* 160.000 *e* 400.000 Ω) *per una temperatura ambientale di* 25° C.
Il consumo totale è dell'ordine di 2,8 mA.
Il valore degli altri componenti è il seguente:
R2 = 20 Ω; R3 = 3.900 Ω; R4 = 3.900 Ω; C = 6 μF.
Microfono = impedenza di 2.500 Ω *a* 1.000 Hz, *resistenza di* 1.000 Ω.
Auricolare 600 Ω *di impedenza* a 1kHz *e resistenza di* 175 Ω.
In figura 2 *è visibile un altro circuito di uditofono sempre a tre transistori il quale può essere collocato anche in un paio di occhiali. Il microfono, del tipo magnetico, deve avere una resistenza di* 2.000 Ω *ed una impedenza dello stesso ordine. L'auricolare sarà scelto fra quelli aventi una impedenza di* 650 Ω *ed una resistenza di* 200 Ω. *La corrente totale assorbita è di* 2,7 mA *la qualcosa ha consentito, usando delle pile tipo Mallory* RM625 *un servizio per oltre* 110 *ore.*

Fig. 1 - Schema elettrico di un uditofono a transistori di dimensioni molto ridotte.

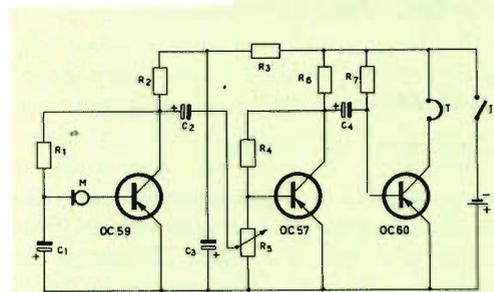



Fig. 2 - Schema elettrico di un uditofono a transistori adatto ad essere collocato in un paio di occhiali.

Valore dei componenti: R1 = 100.000 Ω; R2 = 3.300 Ω; R3 = 270 Ω; R4 = = 100.000 Ω; R5 = 50.000 Ω, *potenziometro lineare;* R6 = 3.300 Ω; R7 = = 47.000 Ω; C1 = 2,5 μF, 25 V; C2 = = 2,5 μF, 6,4 V; C3 = 10 μF, 4 V; C4 = = 2,5 μF, 6 V. *Pila di alimentazione* 1,3 V. *Tutte le resistenze devono avere una tolleranza* ± 10% *ed essere del tipo da* 100 mW.

Sig. **PLATINI P.** - Ghemme

Convertitori di potenza

Nel n° 11 - 1963 *di* SELEZIONE TECNICA *è stata iniziata una serie di articoli del nostro collaboratore U. Guerra sui* CONVERTITORI DI POTENZA, *nei quali praticamente si risponde in modo completo al suo quesito.*

Sull'elettronica industriale le consigliamo i seguenti volumi:

P. Nucci, L'ELETTRONICA INDUSTRIALE NON È DIFFICILE, *della casa editrice* IL ROSTRO (*Milano*).

Wells L. Davis, INDUSTRIAL ELECTRONIC ENGINEERING.

Andrew W. Kramer, INDUSTRIAL ELECTRONICS. *Entrambi questi due volumi sono editi dalla Isaac Pitman & Sons, Pitman House, Parker Street, Kingsway, London,* WC 2.

Walker R. C., INDUSTRIAL APPLICATIONS OF GASFILLED TRIODES *edito dalla Chapman & Hall Ltd.* 37-39, *Essex Street, London* WC 2.

John Markus, HANDBOOK OF INDUSTRIAL ELECTRONIC CIRCUITS *edito dalla Mc Graw-Hill Publishing Co., Ltd, Mc Graw-Hill house, London* EC 4.

Sig. **ROLANDO L.** - Antey

Amplificatore di antenna

Per amplificare il segnale debole può fare uso di un amplificatore del tipo GBC N/501-N/508 *a seconda del canale TV che le interessa. La linea di collegamento fra detto amplificatore ed il televisore dovrà essere effettuata con cavo coassiale da* 75 Ω *di ottima qualità, in modo che possa resistere a tutte le intemperie senza peraltro cambiare le sue caratteristiche.*

La linea di alimentazione dell'amplificatore sarà collocata parallelamente al suddetto cavo e naturalmente anch'essa dovrà essere realizzata con materiale di primo ordine e in modo che non possa causare danni a cose o persone. La tensione di alimentazione dovrà essere stabilizzata.

Come abbiamo già detto altra volta, in Italia l'uso di un ponte caldo nel quale si faccia uso di una antenna avente funzione di trasmittente, non è consentito.

Per quanto concerne l'altro quesito è indispensabile conoscere quale ripetitore riceve e da che data si è manifestato l'inconveniente segnalato.

Sig. **BRESSAN I.** - Bolzano

Traduzioni relative ad alcune scatole di montaggio EICO

Attualmente non sono ancora disponibili le traduzioni in lingua italiana relative al CAPACIMETRO mod. 955 *ed al TESTER PER BOBINE e TRASFORMATORI mod.* 944 *della EICO.*

Come avrà potuto constatare la G.B.C. ha iniziato la traduzione delle istruzioni in lingua inglese che si riferiscono alle scatole di montaggio della EICO. Purtroppo si tratta di un lavoro molto complesso che oltre a comportare una particolare competenza da parte di chi lo esegue, deve essere effettuato con molta cura e precisione e di conseguenza la sua esecuzione non può essere rapida.

Ad ogni modo la traduzione delle istruzioni relative agli apparecchi che le interessano dovrebbe essere effettuata prossimamente e pubblicata in uno dei numeri dell'anno 1964 *di* SELEZIONE TECNICA.

Sig. **SALVIOLI O.** - Mandello Lario (Como)

Condensatori al tantalio

Per le informazioni sui condensatori al tantalio solido e sul raddrizzatore a valanga controllata può rivolgersi direttamente alla International General Electric Dept. EC. 63, 01, 159 *Madison Avenue, New York* 16, *N.Y. USA., oppure alla Silverstar Ltd. Via Visconti di Modrone,* 21 - *Milano.*

DISTRIBUZIONE DEGLI APPARECCHI RADIO NEL MONDO

Un' importante inchiesta inedita della United States Information Agency

La United States Information Agency ha svolto un'accurata indagine sul numero e la distribuzione degli apparecchi radioriceventi in tutti i Paesi del mondo, esclusi gli Stati Uniti e il Canadà. Riportiamo in parte questo studio (i cui dati si riferiscono alla fine del 1962) ritenendo di fare cosa utile ai nostri lettori e agli studiosi di problemi economici e di indagini di mercato. Facciamo per altro rilevare che mentre in determinati casi sono state accettate le statistiche ufficiali (basate sul numero di apparecchi radio forniti di licenza, cui è stato aggiunto un numero di apparecchi presumibilmente privi di licenza), in altri casi (cioè per i Paesi nei quali non esistono licenze) i ricercatori hanno dovuto accontentarsi di approssimative informazioni fondate su statistiche di produzione e importazione. Riguardo ai Paesi di recente e recentissimo sviluppo, infine, i dati vanno giudicati con particolare cautela. Le cifre sono arrotondate al migliaio più prossimo in tutte le tabelle.

Alla fine del 1962 vi erano più di 232 milioni di apparecchi radio nel mondo, escludendo gli Stati Uniti ed il Canadà. Dall'inizio dell'anno vi è stato uno straordinario incremento di circa 31 milioni di apparecchi radio (15%). Con ogni probabilità questo deciso aumento del numero degli apparecchi radio è stato dovuto soprattutto alla grande popolarità, specialmente nelle aree in sviluppo con scarse comunicazioni, delle radio a transistor a basso prezzo e portatili. Questo ha provocato anche un arresto nella diminuzione della percentuale di diffusione degli apparecchi radio negli ultimi anni dovuta all'aumento della televisione.

La diffusione maggiore si è avuta nell'Oriente, soprattutto in Giappone, riconosciuto leader della produzione di apparecchi a transistor destinati sia ad uso nazionale sia all'esportazione. Il previsto numero di apparecchi radio in uso in Giappone è raddoppiato nel corso dell'anno. A causa di una revisione alla legge sulle radioaudizioni, in aprile la Japan Broadcasting Corporation (NHK) iniziò la riscossione di un canone valevole sia per la radio sia per la televisione per supplire i mancati pagamenti di canoni radio da parte di nuovi possessori di televisori, che affermavano di non ascoltare più la radio ora che avevano la televisione.

Coloro che hanno ancora solo apparecchi radio devono denunciare e pagare un canone più basso. Tuttavia si presume che la maggior parte delle piccole radio a transistor non siano attualmente denunciate.

Altra zona di notevole diffusione nel campo radiofonico è stata l'America Latina, che ha registrato un aumento di quasi 4.500.000 apparecchi riceventi rispetto ai 2 milioni scarsi del 1961. Anche la maggior parte delle altre zone del mondo hanno denunciato un notevole incremento del numero degli apparecchi radio.

PAESE	RADIO
EUROPA OCCIDENTALE	
Andorra	3,000
Austria	2,170,000
Belgium	2,940,000
Denmark	1,535,000
Finland	1,355,000
France	11,000,000
W. Germany (Incl. W. Berlin)*	17,143,000
Gibraltar	5,000
Iceland	75,000
Ireland	511,000
Italy	9,421,000
Liechtenstein	3,000
Luxembourg	101,000
Malta	24,000
Monaco	6,000
Netherlands	3,105,000
Norway	1,052,000
Portugal	1,132,000
San Marino	2,000
Spain	8,000,000
Sweden	3,043,000
Switzerland	1,146,000
United Kingdom	16,119,000
Yugoslavia	2,121,000
EUROPA ORIENTALE	
Albania	40,000
Bulgaria	1,080,000
Czechoslovakia	3,174,000
East Germany	5,633,000
Hungary	2,133,000
Poland	4,215,000
Rumania	1,523,000
USSR	32,000,000

PAESE	RADIO
AFRICA	
Angola	70,000
Bechuanaland	3,000
Burundi	14,000
Cameroun	40,000
Cape Verde Islands	5,000
Central African Republic	15,000
Chad	17,000
Congo Republic (Leopoldville)	175,000
Congo Republic (Brazzaville)	11,000
Dahomey	25,000
Ethiopia	150,000
Gabon	35,000
Gambia	2,000
Ghana	400,000
Guinea	100,000
Guinea, Portuguese	2,000
Guinea, Spanish	2,000
Ivory Coast	170,000
Kenya	188,000
Liberia	60,000
Malagasy Republic (Madagascar)	180,000
Mali	15,000
Mauretania	15.000
Mauritius	42,000
Mozambique	100,000
Niger	15,000
Nigeria	620,000
Reunion	17,000
Rhodesia and Nyasaland (Fed.)	150,000
Senegal	200,000
Sierra Leone	62,000
Somali Republic	24,000
Somaliland, French	8,000
South Africa, Republic of	1,140,000
Tanganyika	118,000
Togo	18,000
Jganda	137,000
Upper Volta	20,000
Zanzibar and Pemba	25,000

L'incremento delle famiglie in Italia.

Con l'ultimo censimento della popolazione si è constatato che il numero medio dei componenti per famiglia è sensibilmente diminuito nel periodo 1951-1960, passando da 3,88 a 3,68. Infatti per una popolazione di 50.623.569 abitanti, le famiglie sono risultate 13.681.568. Ora avveniva che il numero delle famiglie prima che si conoscessero i dati del nuovo censimento era stimato dividendo la popolazione residente a fine di ogni anno per il numero medio di componenti per famiglia risultante dal precedente censimento del 1951, quando la composizione per famiglia era maggiore. Ne risultavano stime del numero di famiglie inferiori, per quest'ultimo anno, di circa 690.000 unità rispetto ai dati risultanti dall'ultimo censimento. Le stime supponevano infatti che l'aumento del numero di famiglie fosse proporzionale all'aumento della popolazione, mentre era più che proporzionale.

Le cause del fenomeno della riduzione del numero dei componenti per famiglia, e quindi dell'aumento delle famiglie più che proporzionale all'aumento della popo-

lazione, sono essenzialmente le seguenti:

a) scissione di numerose famiglie meridionali (ed anche settentrionali contadine), di cui solo il nucleo più anziano è rimasto nel vecchio insediamento, mentre gli elementi più giovani si sono insediati qua e là nelle zone urbane industriali del Nord (ed anche del Sud) dove hanno trovato occupazione;

b) scissione di famiglie urbane dove l'aumento del reddito ha permesso di evitare coabitazioni;

c) aumento dei matrimoni, grazie anche alle migliorate condizioni economiche, e quindi incremento delle nuove famiglie (i matrimoni in questi ultimi tempi sono passati dal 7 per mille a circa l'8 per mille abitanti).

La densità effettiva degli abbonati alle radiodiffusioni ed alla televisione è minore di quanto si calcolava

Come è noto il mercato potenziale dei servizi di radiodiffusione e televisione è dato dalle famiglie la cui abitazione è fornita di energia elettrica, il cui numero dipende a sua volta dal numero totale delle famiglie. Conviene quindi rapportare gli abbonamenti al numero delle famiglie, per avere un indice di densità degli utenti che fornisca un'idea, città per città, provincia per provincia, regione per regione, del grado di saturazione del mercato. Ora l'aumento del numero delle famiglie, più che proporzionale all'aumento della popolazione, constatato col censimento del 1961, causa un abbassamento dell'indice di densità degli abbonamenti, rispetto alle stime effettuate in base alla composizione familiare nel 1951. Da questa rettifica delle precedenti stime consegue che il mercato dei servizi di radiodiffusione e televisione è assai meno saturato di quanto si pensasse e migliori prospettive si dischiudono perciò per il commercio degli apparecchi radio e radiotelevisivi.

Nella tabella A si riportano gli indici di densità (abbonamenti per 100 famiglie) al 31 marzo 1963 secondo le vecchie stime (risultate sovrastimate) e secondo i nuovi calcoli più corretti in base alle risultanze dell'ultimo cen-

PAESE	RADIO
NEAR EAST AND SOUTH ASIA	
Arab World	
Aden	60,000
Algeria	1,000,000
Bahrain	25,000
Iraq	800,000
Jordan	145,000
Kuwait	100,000
Lebanon	300,000
Libya	86,000
Morocco	625,000
Saudi Arabia	25,000
Sudan	135,000
Syrian Arab Republic	428,000
Tunisia	225,000
United Arab Republic (Egypt)	1,600,000
Near East (Non-Arab)	
Afghanistan	65,000
Cyprus	120,000
Greece	1,200,000
Iran	1,400,000
Israel	556,000
Turkey	1,709,000
South Asia	
Ceylon	388,000
India	2,999,000
Nepal	30,000
Pakistan	700,000

PAESE	RADIO
AMERICA LATINA	
Argentina	5,500,000
Bolivia	350,000
Brazil	7,450,000
Chile	1,500,000
Colombia	3,500,000
Costa Rica	109,000
Cuba	1,300,000
Dominican Republic	200,000
Ecuador	500,000
El Salvador	600,000
Guatemala	198,000
Haiti	68,000
Honduras	125,000
Jamaica	280,000
Mexico	4,500,000
Nicaragua	150,000
Panama	300,000
Paraguay	160,000
Peru	1,100,000
Trinidad and Tobago	37,000
Uruguay	590,000
Venezuela	2,100,000

AREA		RADIO
EUROPA OCCIDENTALE	.	82,012,000
EUROPA ORIENTALE	. .	49,798,000
NEAR EAST AND SOUTH ASIA		14,721,000
Arab World	. . . .	(5,554,000)
Near East (non-Arab)	.	(5,050,000)
South Asia	. . . .	(4,117,000)
AFRICA (NON-ARAB)	. .	4,390,000
FAR EAST	. . . .	50,218,000
LATIN AMERICA & CARIBBEAN		30,617,000
WESTERN HEMISPHERE POSSESSION	. . . .	454,000
British	. . . . .	(260,000)
French	. . . . .	(68,000)
Netherlands	. . . .	(120,000)
Greenland	. . . .	(6,000)
World total	. . . .	232,210,000

simento. Nel complesso del paese, la densità corretta è del 67,75% contro una stima del 71,37%. C'è circa un 4% di margine che si credeva saturato e che invece è ancora da colmare: gli sforzi di diffusione dei servizi e di vendita degli apparecchi saranno quindi facilitati, almeno nell'immediato prosieguo di tempo, rispetto a quanto si prevedeva in precedenza.

Questo vale per la generalità delle regioni, sia di immigrazione, dove si fanno risentire positivamente gli effetti delle cause a), b), c), sopra elencate; sia di emigrazione, sopravanzando in queste ultime gli effetti positivi delle cause b) e c) quelli negativi delle cause a), con la sola eccezione della Calabria e della Sardegna, ove l'effetto negativo della emigrazione non è compensato da quello positivo della scissione delle famiglie urbane e dell'aumento dei matrimoni.

Il frazionamento delle famiglie viene così ad aumentare il numero dei potenziali abbonati ed acquirenti di apparecchi radiotelevisivi, dilatando in misura sensibile il mercato del settore e migliorando le prospettive di diffusione del servizio e di vendita di apparecchi, in particolare nelle zone urbane industriali del Nord dove maggiore è il flusso di immigrazione.

Tale fenomeno avrà presumibilmente una lunga durata, infatti le più prolifiche famiglie immigrate verranno, a lungo andare, a comporsi in nuclei mediamente più numerosi delle famiglie locali; ma giunti i figli in età adulta si faranno risentire le cause b) e c) di frazionamento familiare.

Il mercato è tuttora in fase di viva espansione. Per tutte queste ragioni, ove dovesse perdurare, come è probabile, l'aumento del reddito per famiglia (che permette a nuovi strati di redditieri di accedere al mercato e che accelera la sostituzione degli apparecchi abbastanza stabili (comunque più stabili comparativamente all'indice generale dei prezzi degli altri beni e servizi di consumo), in concomitanza del continuo incremento del numero di famiglie di cui si è detto, si può pensare che l'espansione proseguirà nel prossimo futuro. Vogliamo però mettere in evidenza un'anomalia riguardo alle variazioni nel tempo degli indici di densità, dovuta alle rettifiche apportate a seguito delle risultanze dell'ultimo censimento. Se ci si basa

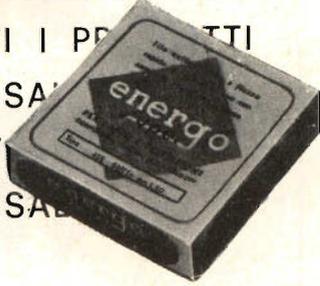
TAB. A - Abbonamenti al 31 marzo 1963

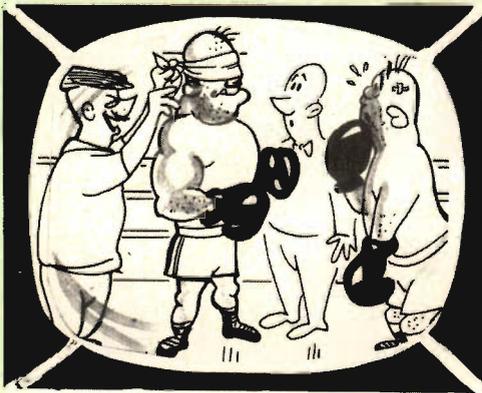
Regioni	Radiodiffusione per cento famiglie		Televisione per cento famiglie	
	Nuovo indice corretto	Vecchio indice stimato	Nuovo indice corretto	Vecchio indice stimato
Piemonte	74,90	78,02	29,85	31,10
Valle d'Aosta	67,00	68,95	17,71	18,23
Lombardia	82,58	88,65	36,93	39,64
Trentino-Alto Adige	72,64	74,22	15,94	16,29
Veneto	78,10	85,52	27,44	30,05
Friuli - Venezia Giulia	79,68	84,30	23,01	24,35
Liguria	73,85	78,59	34,10	36,30
Emilia - Romagna	76,67	85,99	30,82	33,76
Nord	78,21	83,68	31,52	33,72
Toscana	74,36	79,13	29,46	31,35
Umbria	67,68	74,08	24,38	26,68
Marche	70,20	76,24	25,62	27,82
Lazio	75,78	80,94	41,81	44,66
Centro	73,87	79,12	33,77	36,17
Abruzzi e Molise	54,10	55,54	17,47	17,94
Campania	53,35	55,23	27,81	28,79
Puglia	54,94	56,93	20,29	21,03
Basilicata	40,87	42,09	12,05	12,41
Calabria	40,90	40,67	13,91	13,83
Sud	51,15	52,54	21,21	21,78
Sicilia	44,92	45,75	16,78	17,08
Sardegna	54,68	54,11	19,42	19,21
Isole	46,93	47,51	17,32	17,53
Italia	67,75	71,37	27,98	29,47

sulle vecchie stime del numero di famiglie, appare che dal marzo 1962 al marzo 1963 la densità degli abbonamenti alle radiodiffusioni in Italia per 100 famiglie è passata dal 67,19% al 71,37%, con un aumento di più di 4 punti in percentuale, come avveniva all'incirca nei recenti anni (analogamente la densità degli abbonati alla televisione per 100 famiglie è passato in Italia dal 23,85% al 29,47% con un aumento quasi di 6 punti in percentuale, come di solito in questi ultimi anni). Invece gli indici del 1963, calcolati sulla nuova base del numero di famiglie, risultante dall'ultimo censimento, non sono raffrontabili con gli indici del 1962 stimati sulla vecchia base. Perciò la variazione per gli abbonati alle radiodiffusioni in Italia dal 67,19 % (« vecchia » base) al 67,75 % (« nuova » base) non indica la variazione effettiva del fenomeno nel periodo considerato, che è stata correttamente di 4 punti circa in percentuale, e non semplicemente di mezzo punto in percentuale.

Uno sguardo al futuro

Il ritmo di espansione del mercato è aumentato dal 1962 al 1963, rispetto al periodo 1961-62, mentre la revisione degli indici di densità ha messo in evidenza ulteriori possibilità espansive, che nei vecchi indici erano occultate da stime errate del numero delle famiglie. Ottimo è stato il consuntivo di quest'ultimo anno e le previsioni per il prossimo futuro sono più favorevoli, grazie ad una dilatazione del mercato potenziale che non era stato possibile stimare nella sua interezza, sino a quando non sono stati disponibili i dati dell'ultimo censimento.

Basilio Giardina

"Avevi ragione tu, tesoro: non era una registrazione!..."

LA BELLA VOCE

"Meglio bendarlo: alla vista del sangue diventa una vera belva!..."

LA GRANDE TROVATA

RICEZIONE TV A GRANDI DISTANZE

Ricezioni eccezionali sui canali A e B (51 - 58 Mc/s e 61 - 68 Mc/s) di trasmissioni che si trovano a distanza dell'ordine di 1500-2400 km si verificano talora, ma molto saltuariamente, per effetto della riflessione delle radio-onde su uno strato ionizzato della ionosfera chiamato E sporadico.

Nell'alta atmosfera vi sono strati ionizzati che contengono elettroni liberi e ioni positivi in grande quantità. La ionizzazione avviene soprattutto a causa di un effetto fotoelettrico (cioè a causa dell'azione della radiazione solare dello spettro ultravioletto che viene continuamente assorbita nell'alta atmosfera). Poiché la densità dell'aria è molto bassa, le cariche liberate dalla radiazione solare si ricombinano molto lentamente così che la ionizzazione si mantiene nel tempo a un valore di equilibrio.

Negli strati più alti dell'atmosfera si attenua così lentamente che rimane costante per tutta la notte.

Mediante scandagli nell'atmosfera effettuati con trasmettitori speciali, si può stabilire quale è la stratificazione degli elettroni. Vi sono tre strati (vedi figura): lo strato D, che si trova a un'altezza compresa fra 70 e 80 km; lo strato E fra 90 e 150 km e lo strato F fra 190 e 500 km.

D'estate lo strato F è diviso in due, quello inferiore si chiama F_1 e lo strato superiore, che è anche il più importante, si chiama F_2. Lo strato D ha una debole ionizzazione, e si presenta soltanto di giorno.

Lo strato E ha una densità maggiore dello strato D e questa varia a seconda della posizione del sole. Anche questo strato si forma solamente di giorno e si trova a un'altezza di circa 125 km.

Lo strato F_1 si forma soltanto durante giornate estive serene e perciò la sua presenza è più frequente nelle zone equatoriali. Lo strato F_2 è presente giorno e notte, presenta però variazioni di intensità con un minimo all'alba e un massimo verso mezzogiorno.

Inoltre, talvolta si forma in estate uno strato fortemente ionizzato, chiamato E sporadico poiché si trova approssimativamente all'altezza dello strato E. Lo strato E sporadico compare assai irregolarmente qua e là. La sua durata varia da qualche minuto a qualche ora. Statisticamente si è constatato che la maggiore probabilità di formazione di questo strato si ha verso mezzogiorno e mezzanotte e la minore probabilità si verifica invece all'alba.

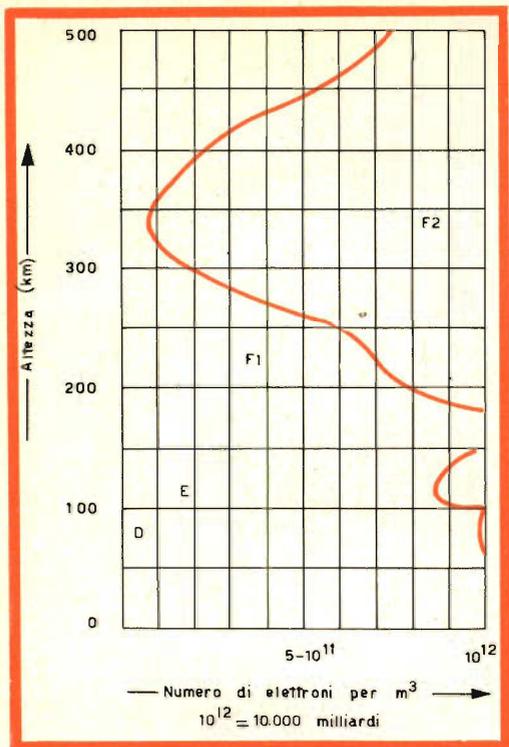



Fig. 1 - Distribuzione degli strati ionizzati.

Gli strati ionizzati influenzano moltissimo la propagazione delle onde medie e corte perché ne possono incurvare la traiettoria facendole ricadere verso terra. Le onde più corte e in particolare le microonde non ne risentono invece l'effetto e perciò si propagano pressoché in linea retta. Solo da poco tempo si riesce a deviare le microonde ad alta quota con i satelliti artificiali passivi. Il satellite Echo, con la sua superficie metallizzata di 40 m di diametro, fa rimbalzare verso terra le micro-onde così come fanno gli strati ionizzati per le onde molto più lunghe.

Il meccanismo della riflessione di queste onde sulla ionosfera può sintetizzarsi così.

Gli strati D e F, presenti di giorno, assorbono le onde medie che attenuano, impedendo il fenomeno della riflessione ionosferica, che si presenta perciò solo di notte sugli strati immediatamente superiori (a circa 150 km) che persistono dopo la scomparsa degli strati-barriera. Le onde medie di notte possono giungere così a distanze di 1000 ÷ 2000 km.

Le onde corte, invece, possono passare senza attenuazione gli strati inferiori (D e E) e quindi raggiungere lo strato più idoneo alla riflessione anche molto in alto (400 km): si possono raggiungere, sia di giorno che di notte, grandi distanze (2000 ÷ 5000 km) in ragione dell'altezza dello strato e dell'angolo di incidenza consentito.

Le onde impiegate nella televisione sono assai più corte delle precedenti, non sono influenzate dalla ionosfera perché non vengono da queste riflesse. Esse servono solo le zone che sono praticamente in vista dell'antenna trasmittente. V'è una eccezione del resto molto rara, per le frequenze dei canali A (52,5 ÷ 59,5 Mc/s) e B (61 / 68 Mc/s) in quanto possono subire qualche influenza dallo strato E sporadico. Quando la sua ionizzazione è particolarmente intensa si ha la riflessione delle succitate onde e quindi propagazione eccezionale a 1500 ÷ 2400 km. Questa è una situazione anormale che può provocare disturbi a zone di servizio di paesi lontani. La sporadicità dello strato riflettente non permette l'attuazione di un servizio stabile a grande distanza.

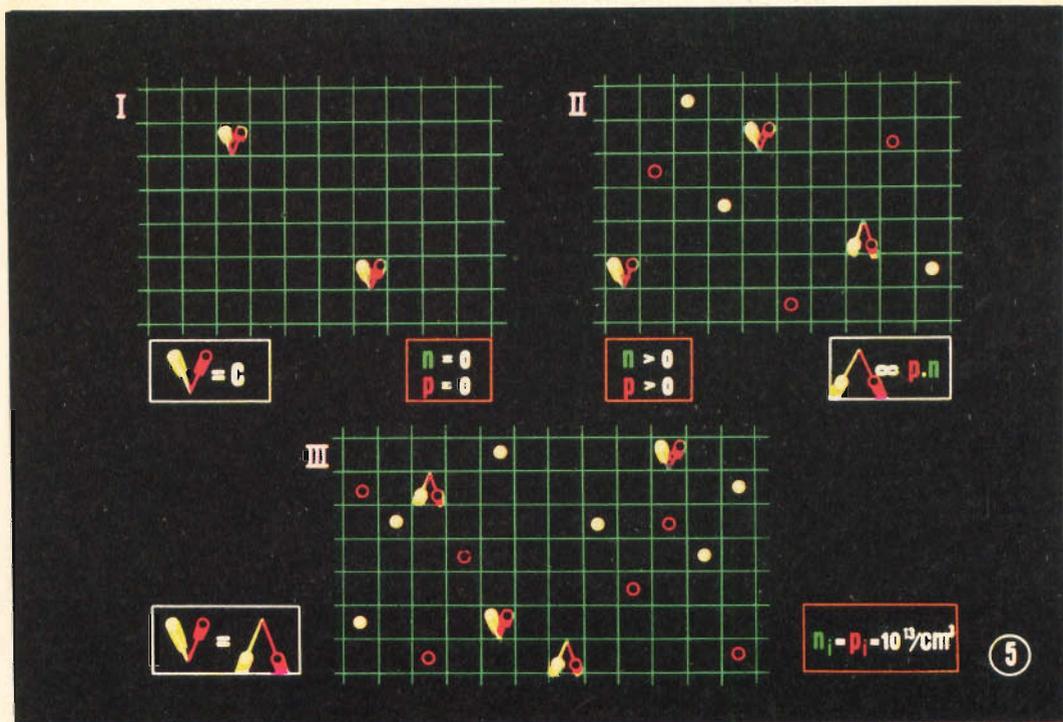
Siccome lo strato E sporadico si forma solo in qualche giorno d'estate in corrispondenza a un'accresciuta attività solare, immancabilmente in questo periodo dell'anno arrivano segnalazioni da utenti, che durante le pause dei programmi locali ricevono monoscopi esotici dalla Spagna, dai Portogallo, dalla Svezia e dall'Inghilterra.

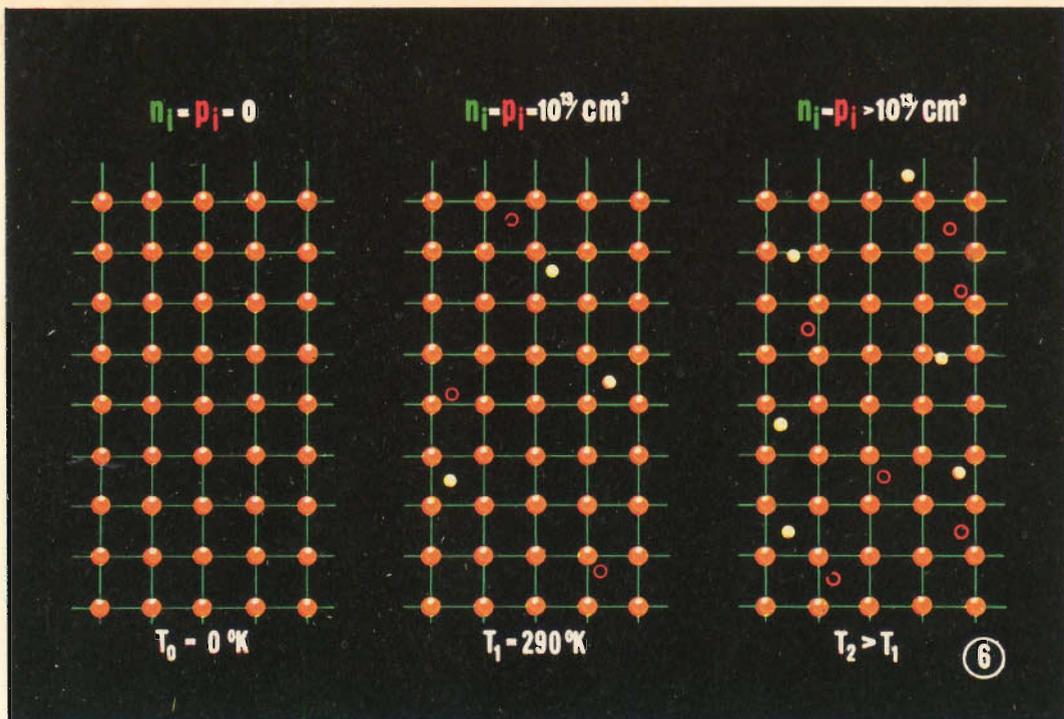
Gli scienziati sovietici sono d'accordo sull'opportunità di dare informazioni dei dati ottenuti dal loro volo verso Marte.

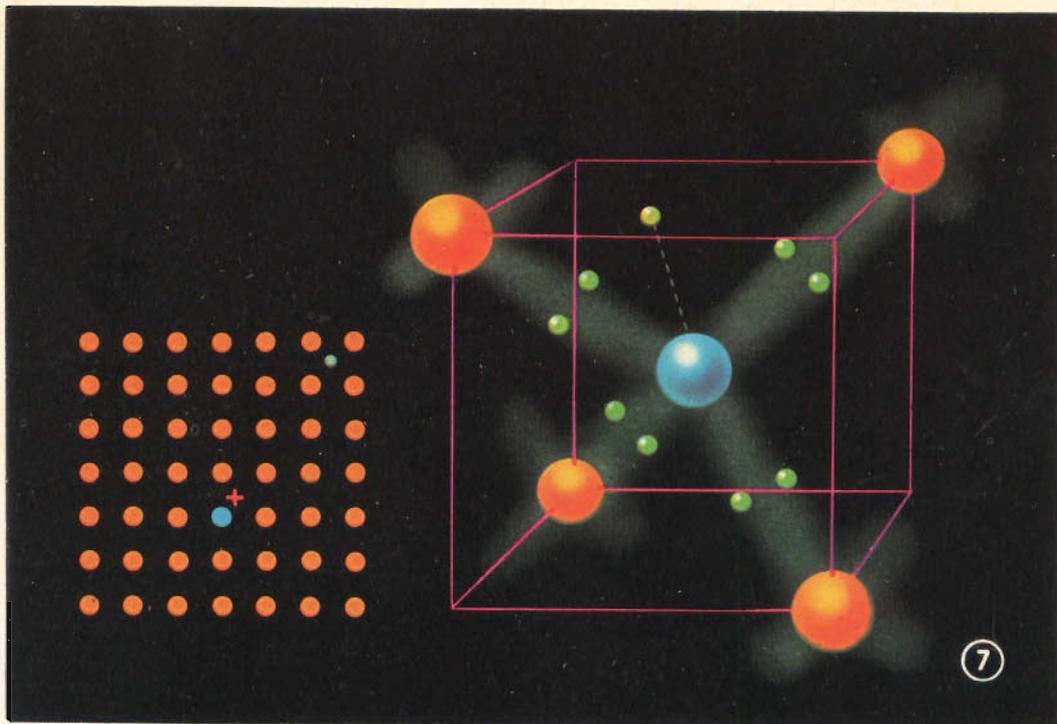
La Raytheon ha studiato una nuova apparecchiatura che consente l'atterraggio « cieco » di elicotteri e aeroplani VTOL in condizioni di tempo avverse.

(continua dal n. 4 - 1964)

IL DIODO A CRISTALLO

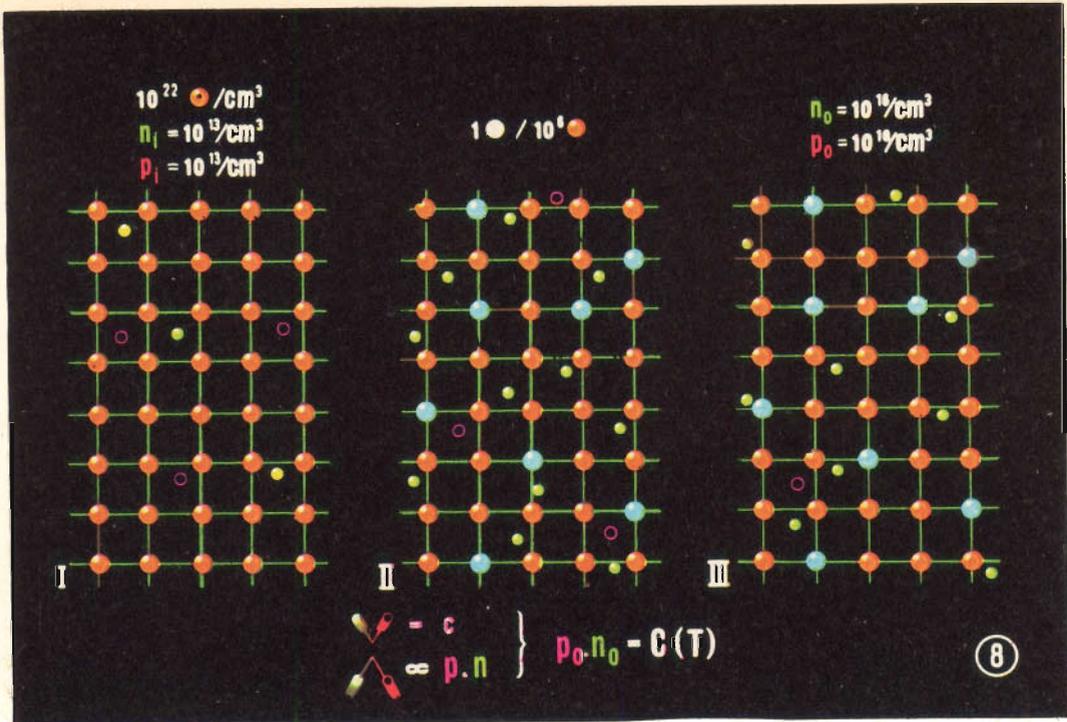
dalla serie di diapositive a colori "PHILIPS"

5 CONCENTRAZIONI INTRINSECHE DI EQUILIBRIO (n_i e p_i) DI ELETTRONI E DI BUCHI IN UN CRISTALLO DI GERMANIO PURO

Si presume che, in condizioni di equilibrio, si producano tante coppie elettrone-buco quante ne scompaiono per ricombinazione. Per poter comprendere come tale equilibrio venga raggiunto supponiamo che all'inizio del processo non vi siano nè elettroni nè buchi, e che, a partire da un certo istante, si produca ad ogni secondo un determinato numero di coppie elettrone-buco. La fig. I illustra tale situazione: il numero di coppie generate ad ogni secondo viene rappresentato con due simboli; non compaiono nè elettroni nè buchi. Per maggior chiarezza si suppone che il numero delle coppie generate non vari se, progressivamente, viene prodotto un maggior numero di elettroni liberi. Il numero di ricombinazioni (al secondo), tuttavia, aumenterà con l'aumento dei buchi e degli elettroni. In assenza di elettroni e di buchi non vi è ovviamente possibilità di ricombinazione (fig. I), ma il fenomeno avrà tuttavia maggiori probabilità di verificarsi con l'aumento del numero degli elettroni e dei buchi prodotti (fig. II in cui compare un simbolo di ricombinazione). Il numero delle ricombinazioni è proporzionale sia alla concentrazione degli elettroni n (n = negativo) che a quella dei buchi p (p = positivo): e di conseguenza è anche *propoporzionale al prodotto pn*. L'equilibrio si ottiene quando p e n hanno raggiunto un valore tale per cui il numero delle ricombinazioni che avvengono in un secondo eguaglia quello (costante) delle generazioni (fig. III in cui si possono osservare due simboli di ricombinazione e due di generazione).
Alla temperatura ambiente si raggiunge già una condizione di equilibrio quando una piccolissima frazione dei legami covalenti ha liberato un elettrone. Le concentrazioni di equilibrio che allora si stabiliscono nel germanio puro sono denominate concentrazioni *intrinseche* (vedi anche fig. 10).
Poichè gli elettroni e i buchi appaiono e scompaiono a coppie, le concentrazioni intrinseche di elettroni (n_i) e di buchi (p_i) rimangono invariate. Avremo perciò nel germanio puro, alla temperatura ambiente, $n_i = p_i \approx 16^{13}$ per cm^3 (e $n_i = p_i \approx 10^{10}$ per cm^3 nel silicio puro).
Questa condizione corrisponde anche all'equilibrio di ioni OH — e H + che si stabilisce nell'acqua pura.

6 CONDUTTIVITÀ DEL GERMANIO PURO; SEMICONDUTTORI

Aumentando la temperatura, l'agitazione termica delle particelle presenti nella struttura del germanio diviene più violenta ed aumenta la probabilità che un elettrone di valenza esca dalla sua banda: ciò significa, in sostanza, una maggiore velocità di generazione.
La concentrazione di elettroni e di buchi salirà fino a quando il numero di ricombinazioni eguaglierà quello delle generazioni e si stabilirà così un nuovo equilibrio. Da quanto detto ora ne deriva che la resistività specifica di un semiconduttore diminuisce con l'aumentare della temperatura: in altre parole, un semiconduttore presenta un coefficiente di temperatura *negativo*. Tale caratteristica peraltro è tipica dei semiconduttori; i metalli, infatti, presentano un coefficiente di temperatura *positivo* (vale a dire la resistività aumenta con l'aumentare della temperatura) perciò maggiore è l'agitazione termica nel cristallo, maggiore è l'ostacolo che l'elettrone incontra nell'attraversare il reticolo. Lo stesso vale anche per i semiconduttori, ma in questi ultimi tale effetto è annullato dall'aumento dei portatori di cariche che si verifica con l'aumento della temperatura.
La figura illustra tale situazione. Allo zero assoluto ($T_0 = 0$ °K - fig. I) non si verifica alcuna generazione — il semiconduttore è un perfetto isolante. A temperatura ambiente ($T_1 = 290$ °K fig. II) la concentrazione di elettroni (n_i) e quella di buchi (p_i) è dell'ordine di 10^{13} per cm^3 — vale a dire un elettrone e un buco ogni 10^9 atomi di germanio. Aumentando ulteriormente la temperatura di 10 °K tale concentrazione viene raddoppiata ($T_2 > T_1$ - fig. III). (È praticamente impossibile, date le dimensioni della figura, indicare tali concentrazioni nelle loro corrette proporzioni).

7 IMPURITÀ NEL CRISTALLO: DONATORI

Il reticolo del cristallo non è necessariamente occupato solo da atomi di germanio. È possibile infatti introdurvi elementi estranei i cui atomi vengono denominati *atomi di impurità*. Vedremo ora come la presenza di tali atomi può alterare le caratteristiche del germanio e renderlo particolarmente adatto come raddrizzatore (*diodo a cristallo*).
La sfera blù nella figura di destra rappresenta un atomo di antimonio (più precisamente l'atomo senza banda di valenza) circondato da 4 atomi di germanio. L'antimonio appartiene alla famiglia di elementi che posseggono 5 elettroni di valenza, cioè uno in più dell'atomo di germanio. Quattro di questi saranno in grado di formare legami covalenti con gli elettroni degli atomi vicini, il quinto invece rimane libero. (Per maggiore chiarezza in ogni legame covalente sono stati disegnati anche i due elettroni che contribuiscono a formarlo).
Fintanto che l'elettrone supplementare rimane nelle immediate vicinanze dell'atomo di antimonio questa parte del cristallo è elettricamente neutra ma quando esso si sposta, assume una carica positiva (fig. a sinistra). L'elettrone supplementare è perciò legato al suo nucleo da una forza di attrazione elettrostatica, che potrà vincere quando sarà dotato di una determinata energia. Già alla temperatura ambiente l'eccitazione termica è sufficiente a liberare l'elettrone supplementare dall'atomo di antimonio che di conseguenza diviene uno ione positivo.
Poichè gli atomi di antimonio sono in grado di *donare* elettroni (senza generare buchi) vengono detti *donatori*.

8 GERMANIO TIPO N: IL PRODOTTO COSTANTE $p_0 n_0$

La presenza di atomi donatori nel germanio eleva la concentrazione di elettroni n, per cui si parlerà di *germanio tipo-N* (N = negativo).

Tuttavia, quando aumenta la concentrazione di elettroni n, si verifica una proporzionale diminuzione della concentrazione di buchi p: il prodotto $p_0 n_0$ (ad una data temperatura) è costante, cioè indipendente dalla concentrazione dei donatori. L'indice 0 indica la cosiddetta « concentrazione di equilibrio termico ». (Più avanti incontreremo casi di concentrazioni diversi da p_0 ed n_0).
Esaminiamo l'affermazione, fatta sopra, che il prodotto $p_0 n_0$ è indipendente dalla concentrazione dei donatori, supponendo che il numero delle coppie generate al secondo non venga apprezzabilmente influenzato dai pochi atomi donatori (uno su un milione di atomi di germanio) iniettati nel germanio. Poichè in condizioni di equilibrio il numero di generazioni è pari a quello delle ricombinazioni, anche quest'ultimo sarà indipendente dalla concentrazione dei donatori (nelle condizioni sopra stabilite). Ma il numero di ricombinazioni è proporzionale a pn (vedi fig. 5), cioè, in condizioni di equlibrio, a $p_0 n_0$, per cui anche il prodotto $p_0 n_0$ sarà indipendente dalla concentrazione di donatori ed avrà lo stesso valore riscontrato per il germanio puro (fig. 1): in altre parole sarà eguale a $p_i n_i$. Concludendo: a temperatura ambiente $p_0 n_0 = p_i n_i = 10^{13} \times 10^{13} = 10^{26}$.*
La fig. I rappresenta il reticolo del germanio puro. La densità degli atomi è pari a 10^{22} per cm³ e le concentrazioni intrinseche n_i e p_i sono raffigurate da tre elettroni e da tre buchi ($p_0 n_0 = p_i n_i = 9$).
Se si aggiunge un atomo donatore nella proporzione di 1 su 1 milione di atomi di germanio (in fig. II ciò è rappresentato da 8 donatori), il numero di elettroni sale a tal punto che le ricombinazioni superano le generazioni. La figura illustra una situazione intermedia: i donatori hanno iniziato ad elevare il numero di elettroni, mentre gli elettroni e i buchi visibili nella figura precedente sono ancora presenti. L'equilibrio verrà raggiunto nella illustrazione seguente (fig. III) in cui compaiono 10^{16} donatori per cm³, che producono 10^{16} elettroni per cm³. In confronto a tale valore la concentrazione intrinseca (10^{13} per cm³) è trascurabile; n_0 perciò sarà pari a circa 10^{16} per cm³. Poichè il prodotto $p_0 n_0$ è uguale a 10^{26}, p_0 deve essere necessariamente dell'ordine di 10^{10} per cm³. In fig. III queste concentrazioni sono rappresentate con $n_0 = 9$ simboli e $p_0 = 1$ simbolo ($p_0 n_0 = 9$).

---

* Questo modo di procedere non è affatto corretto: in realtà i donatori influenzano il numero di generazioni. Tuttavia, esercitando la medesima azione anche sul numero di ricombinazioni, l'eguaglianza $p_0 n_0 = p_i n_i$ è sostanzialmente esatta (confrontare l'analogo comportamento di un catalizzatore nelle reazioni chimiche).

(continua)

TRASMETTITORE PER LE GAMME DEI RADIOAMATORI

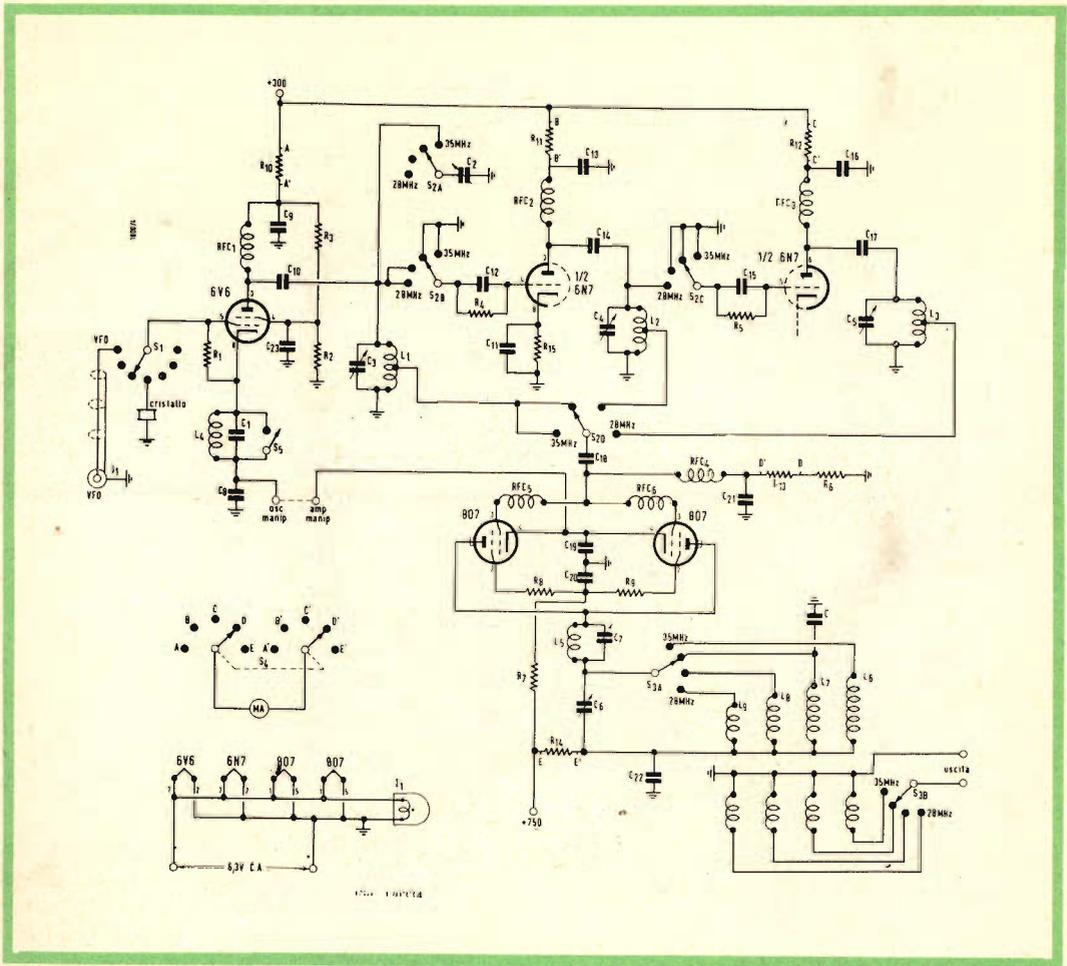



Fig. 1 - Schema elettrico del trasmettitore.

In fig. 1 è riportato lo schema di un interessante trasmettitore per radioamatori che può erogare una potenza di circa 100 W ed il cui oscillatore può essere pilotato a cristallo oppure tramite un VF0.

Una valvola 6V6 funziona da oscillatore TRI-TET sulla frequenza fondamentale o sulla seconda armonica del cristallo da 3,5MHz. Mentre il primo triodo della valvola 6N7 funge da duplicatore di frequenza per i 7 ed i 14 MHz; il secondo triodo assolve alla stessa funzione per i 14 e 28 MHz. La bobina del TRI-TET può essere esclusa dal circuito, e ciò consente alla valvola oscillatrice di funzionare tanto sui 3,5 quanto sui 7 MHz.

La potenza di uscita di 100 W è ottenuta con l'impiego di due valvole 807 poste in parallelo fra di loro.

Il condensatore " C ", del quale si fa uso solo per la bobina L7 relativa ai 7 MHz, è costituito da una piastra di rame di 25 X 25 mm terminante con una linguetta che deve essere saldata all'estremità della bobina stessa. Detta piastra sarà mantenuta distante circa 3 millimetri dalla mensola di sostegno e parallela ad essa.

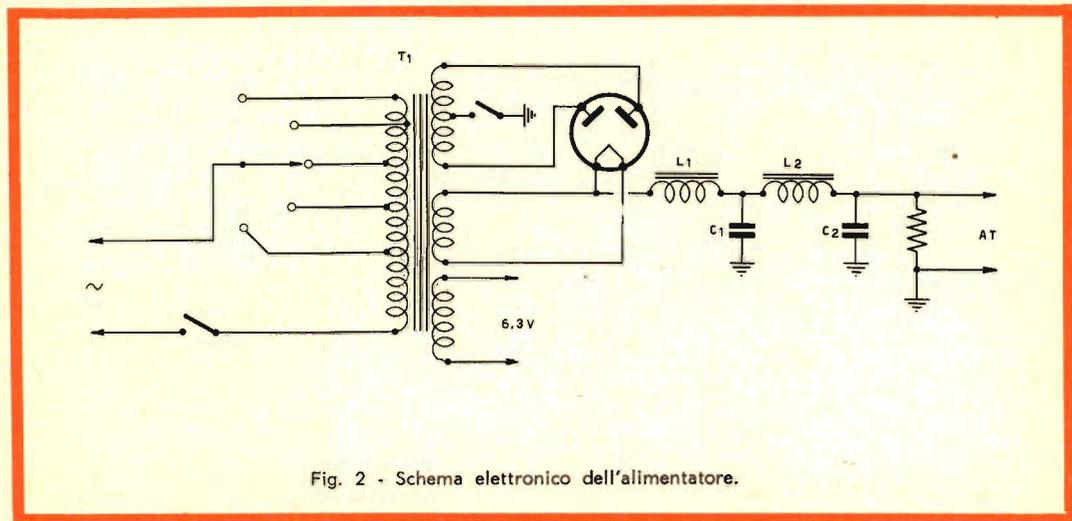



Fig. 2 - Schema elettronico dell'alimentatore.

Il valore dei componenti è il seguente:

C1 = 220 pF mica (montato a lato di L4);
C2 = 140 pF padder ad aria;
C3 = C4 = C5 = 100 pF variabili;
C6 = 150 pF variabile con lamine spaziate fra di loro almeno 1,25 millimetri;
C7 = 3-30 pF padder ceramico;
C8 = C19 = C21 = 0,0047 μF mica 500 V;
C9 - C11 = C13 = C16 = C23 =0,01 μF carta 600 V;
C10 = C14 = C17 = 0,0022 μF mica 500 V;
C12 = C15 = C18 = 100 pF mica;
C20 = 470 pF mica 25000 V;
C22 = 0,0022 μF mica 2500 V;
R1 = 100.000 ohm ½ W;
R2 = R3 = 47.000 ohm 1 W;
R4 = 47.000 ohm ½ W;
R5 = 22.000 ohm ½ W;
R6 = 12.000 ohm ½ W;
R7 = 25.000 ohm 10 W;
R8 = R9 = 68 ohm ½ W;
R10 = R11 = R12 = R13 = R14 = 25 ohm ½ W;
R15 = 470 ohm 1 W; (R14 è shuntata da alcune spire di filo di rame da 3/10 con una lunghezza tale che il milliamperometro vada a fondo scala per una corrente di 400 mA).
S1 = commutatore 7 posizioni ceramico;
S2 = quattro sezioni, sei posizioni, ceramico;

S3 = due sezioni, quattro posizioni, ceramico;

S4 = due sezioni, sei posizioni ceramico;

S5 = interruttore a leva;

I1 = lampada a 6,3 V;

MA = milliamperometro 0-100 mA per cc;

RFC1 = RFC2 = impedenza RF 2,5 mH;

RFC3 = RFC4 = impedenza RF da 2,5 mH;

RFC5 = RFC6 = 18 spire di filo dcc da 9/10 avvolte a spire serrate sopra una resistenza da 1 watt.

BOBINA L1 = 21 spire di filo da 10/10, diametro 25 millimetri, su di una lunghezza di 25 millimetri. Presa alla 15a spira rispetto alla massa.

BOBINA L2 = 10 spire di filo da 10/10, diametro 25 millimetri, avvolte su di una lunghezza di 25 millimetri. Presa alla 7a spira rispetto alla massa.

BOBINA L3 = 5 spire di filo da 10/10, diametro 25 millimetri, avvolte su di una lunghezza di 25 millimetri. Presa alla 2a spira rispetto alla massa.

BOBINA L4 = 13 spire di filo da 10/10, diametro 25 millimetri, avvolte su di una lunghezza di 25 millimetri.

BOBINA L5 = 4 spire filo da 10/10 avvolte su di una lunghezza di 16 millimetri, diametro 10 millimetri. Saldata su C7.

BOBINA L6 = 22 spire di filo da 8/10, diametro di 38 millimetri, avvolte su di lunghezza di 25 millimetri. Link 3 spire.

BOBINA L7 = 13 spire di filo da 12/10, diametro 38 millimetri, avvolte su di una lunghezza di 25 millimetri. Link 3 spire.

BOBINA L8 = 7 spire da 12/10, diametro 38 millimetri, avvolte su di una lunghezza di 35 millimetri. Link 3 spire.

BOBINA L9 = 4 spire di filo da 12/10, diametro di 38 millimetri, avvolte su di una lunghezza di 35 millimetri. Link 3 spire.

In figura 2 è rappresentato lo schema dell'alimentatore nel quale si fa uso di una comune raddrizzatrice del tipo 5Y3 o similare.

C1 = C2 = elettrolitici 6 μF 600 V

R1 = 25.000 ohm 25 W;

L1 = L2 = 30 H 110 mA impedenza.

T1 = trasformatore di alimentazione 440 + 400 V 130 mA; 5 V 3 A; 6,3 V".

Il modulatore sarà descritto prossimamente. Si tratta di un trasmettitore molto efficiente che però non può essere costruito da coloro che non abbiano una certa pratica in montaggi del genere.

Soati

SISTEMA PER IMPEDIRE LA CORROSIONE DELLO SCAFO

ONTARIO (California) - Un sistema che impedisce la corrosione dello scafo delle navi è stato collaudato con successo su diverse unità mercantili.
La corrosione, da tempo immemorabile un problema dispendioso e serio per gli operatori marittimi, si verifica allorquando un conduttore elettrico, come è appunto uno scafo d'acciaio, viene piazzato entro una soluzione conduttrice, come l'acqua di mare. Questo contatto provoca una azione elettrolitica, per effetto della quale atomi del metallo carichi di elettricità passano nell'acqua, provocando la conseguente asportazione graduata dell'acciaio dello scafo.
Gli operatori marittimi tengono costantemente d'occhio lo spessore dello scafo mediante complesse ispezioni periodiche e costose sostituzioni. Qualche anno fa, fu adottato un metodo che consisteva nell'attaccare allo scafo tappi metallici. Tuttavia, non si è ottenuto altro risultato che di rallentare il fenomeno, senza, peraltro, eliminare la corrosione.
Il nuovo sistema, ideato dalla Marina Services Division della Lockheed Aircraft Service Company di Ontario, nella California, è denominato « zincamatic ». Esso utilizza una corrente continua per contrastare la corrente corrosiva generata dall'acqua di mare. La carica viene regolata con sensori ed amplificatori di corrente, in maniera da intervenire automaticamente secondo le precise condizioni galvaniche delle lamiere dello scafo.
Dopo quattro anni di prove su navi di tutti i tipi, il sistema « zincamatic » ha dimostrato di essere efficiente al 100 per cento. L'unica manutenzione richiesta secondo la Lockheed è la sostituzione delle lamine di zinco del circuito, che va effettuata solo in bacino di carenaggio in occasione dei normali lavori di ripristino.

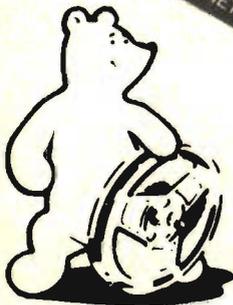
ANCHE IN ITALIA!

IN UNA CONFEZIONE DI CLASSE

NASTRI MAGNETICI

INDEFORMABILI A DOPPIA DURATA

"Pydurtrop"

"Professional"

stabilità assoluta - massima flessibilità

non logora le testine magnetiche

	Art.	Ø Bobina		m	Prezzo List. Lit.
		Pollici	mm		
NORMAL	S/625	3"	78	85	650
NORMAL	S/625-1	3 ½"	85	100	780
NORMAL	S/625-2	4"	100	110	920
NORMAL	S/628	5"	127	180	1.350
NORMAL	S/628-1	5 ¾"	147	250	1.850
NORMAL	S/631	7"	178	360	2.450
LONG PLAYING	S/626	3"	78	120	850
LONG PLAYING	S/626-1	3 ½"	85	150	1.050
LONG PLAYING	S/626-2	4"	100	180	1.300
LONG PLAYING	S/629	5"	127	270	1.800
LONG PLAYING	S/629-1	5 ¾"	147	360	2.400
LONG PLAYING	S/632	7"	178	540	3.600
EXTRA PLAYING	S/627	3"	78	150	1.650
EXTRA PLAYING	S/627-1	3 ½"	85	180	2.100
EXTRA PLAYING	S/627-2	4"	100	230	2.450
EXTRA PLAYING	S/630	5"	127	360	3.600
EXTRA PLAYING	S/630-1	5 ¾"	147	420	5.100
EXTRA PLAYING	S/633	7"	178	720	7.500

TX PER LE GAMME RADIANTISTICHE
65W USCITA
3,5 ÷ 28 MHz

I Parte

Nel precedente articolo abbiamo descritto un VFO per uso radiantistico; vediamo ora questo trasmettitore in modo da ottenere, con queste due unità tra di loro accoppiate, una stazione completa e veramente efficiente.

Il trasmettitore impiega parti e componenti standard facilmente reperibili tra il materiale surplus di solito esistente presso ogni radioamatore. La sua realizzazione comporta di conseguenza una spesa minima, probabilmente limitata al puro costo della lastra di alluminio necessaria per la costruzione del telaio e della valvola amplificatrice di potenza 6146. Tra l'altro è da notare che volutamente, negli stadi oscillatore ed eccitatore, sono state impiegate delle 6AG7, valvole non modernissime, perché anch'esse facilmente reperibili tra il materiale surplus e, per il cambio di gamma (3,5 - 7 - 14 - 21 - 28 MHz), è stato adottato il vecchio sistema della sostituzione delle bobine.

Questo modo di cambiare, anche se in verità è un po' scomodo e non immediato, permette di ottenere i migliori risultati con spesa praticamente ridotta a zero; d'altra parte è molto meglio, dal punto di vista tecnico, ottenere il cambio di gamma sostituendo le bobine che non utilizzando dei commutatori inadeguati.

La realizzazione di questo TX è quindi alla portata di tutti i radioamatori, anche di coloro che esercitano questo hobby con sacrificio di qualche gita e di qualche pacchetto di sigarette oltre che dei novizi il cui portafogli è regolarmente a zero!!!

Se poi qualcuno potrà permettersi il lusso di utilizzare valvole più moderne purché, s'intende, adatte allo scopo o di acquistare commutatori adatti per medie potenze a radiofrequenza, tanto meglio: la presentazione e la facilità d'impiego del trasmettitore ne acquisteranno in modo sensibile.

In un primo tempo si era pensato di utilizzare come valvola finale una 807 (chi è quel radioamatore che non conosce e non possiede almeno una gloriosa 807 ?)

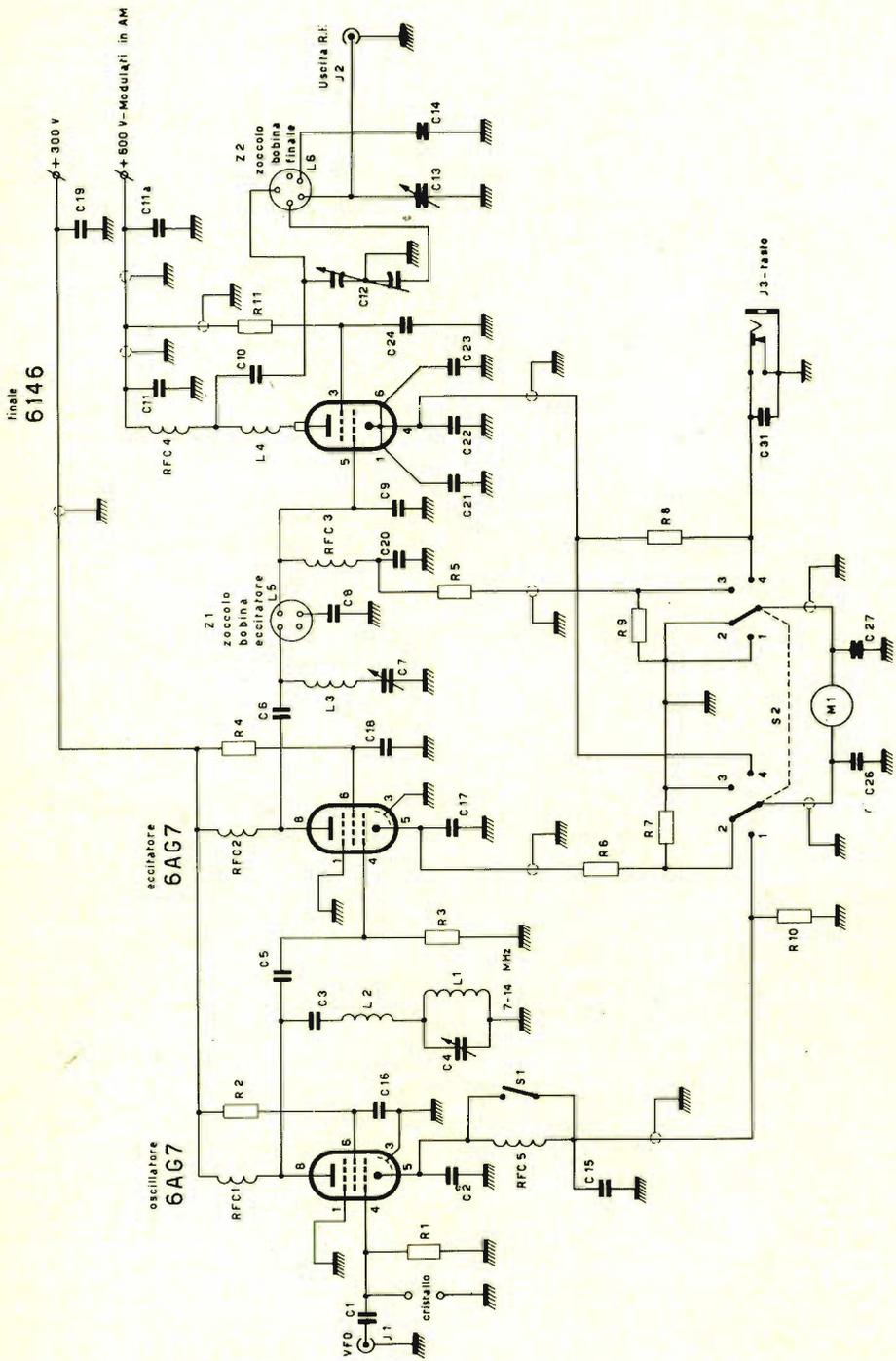



Fig. 1 - Schema elettrico del trasmettitore.

ma alcune considerazioni di carattere tecnico ci hanno fatto orientare verso una 6146 pur sapendo che nella maggior parte dei casi questa valvola dovrà essere acquistata. Il suo prezzo di mercato è comunque più che ragionevole.

Il rendimento della 6146 è sensibilmente superiore a quello di una 807 specialmente alle frequenze in cui la 807 comincia a funzionare al limite delle caratteristiche, per di più le dimensioni della 6146 sono di molto inferiori. A parte ogni considerazione d' ingombro, la riduzione delle dimensioni ha grande importanza per ragioni elettriche: i collegamenti tra gli elettrodi ed i terminali d'uscita sono più corti limitando così le induttanze residue e permettendo migliori prestazioni alle frequenze elevate.

La caratteristica più importante di questo tubo è però, a nostro avviso, la sua possibilità di funzionare perfettamente e con il massimo rendimento su di una vasta gamma di valori di tensione anodica. Si può infatti ottenere il massimo di corrente anodica (150 mA) con 300 V di placca oppure il massimo di potenza d'ingresso in CW (ICAS) di 90 W con qualsiasi tensione anodica compresa tra 600 e 750 V. Questo permette al radioamatore di scegliere un alimentatore in grado di fornire una tensione anodica compresa tra 300 e 750 V; un simile sistema di alimentazione è sempre disponibile tra le apparecchiature di ogni OM.

Il trasmettitore descritto è stato studiato per una potenza d'ingresso massima di 90 W in CW con 600 V di anodica. Questa tensione è stata determinata non solo perché è inutile andare oltre, ma anche e principalmente perché il valore di 600 V è il massimo ammesso per il funzionamento del tubo come amplificatore finale modulato di placca e griglia schermo.

Dando una tensione anodica di 30 V (fornita da un normale alimentatore da 300 V 200 mA) si ottiene una potenza d'ingresso sullo stadio finale di 45 W con un'uscita utile di 25÷30 W; più che sufficienti per poter realizzare degli ottimi collegamenti.

Circuito elettrico

Il circuito del trasmettitore è mostrato in fig. 1. Due valvole 6AG7 sono impiegate per fornire il segnale di eccitazione alla 6146 su tutte le gamme da 3,5 a 28 MHz.

Il primo stadio, indicato sullo schema " oscillatore ", funziona come tale quando il trasmettitore è controllato a cristallo, ma con l'impiego di un VFO lo stadio diventa un amplificatore o un moltiplicatore di frequenza. La seconda 6AG7, stadio " eccitatore ", può anch'essa funzionare o come amplificatrice o come moltiplicatrice di frequenza.

Nella realizzazione di questo circuito sono stati adottati alcuni " trucchi " allo scopo di ridurre il numero dei comandi ed il numero delle bobine da sostituire, fermo restando il principio che lo stadio finale deve essere eccitato con la stessa frequenza d'uscita del trasmettitore (in modo che funzioni esclusivamente come amplificatore di potenza) e che il quarzo dell'oscillatore o il VFO non debba superare la frequenza di 7 MHz.

Era stata presa in considerazione la possibilità di variare, tramite commutazione, il numero delle spire della bobina di placca dell' oscillatore (L1), ma le considerazioni fatte circa la disponibilità di un commutatore adeguato e la necessità di ridurre al minimo i componenti allo scopo di contenere il costo del complesso hanno fatto scartare questa idea.

D'altra parte due bobine da sostituire rappresentano il massimo che si possa ammettere per ragioni di praticità e di rapidità di cambio gamma. La soluzione è stata di realizzare il circuito anodico dell'oscillatrice in modo che potesse coprire in modo continuo le frequenze comprese tra 7 e 14,4 MHz con un solo condensatore di accordo.

Quando l'uscita del trasmettitore è sui 28 MHz, lo stadio eccitatore funziona in duplicazione e quindi il circuito C4 - L1 è accordato sui 14 MHz. Quando l'uscita è sui 21 MHz, l'eccitatore funziona come triplicatore di frequenza e di conseguenza il circuito anodico dell'oscillatore è accordato sui 7 MHz. Per ottenere invece

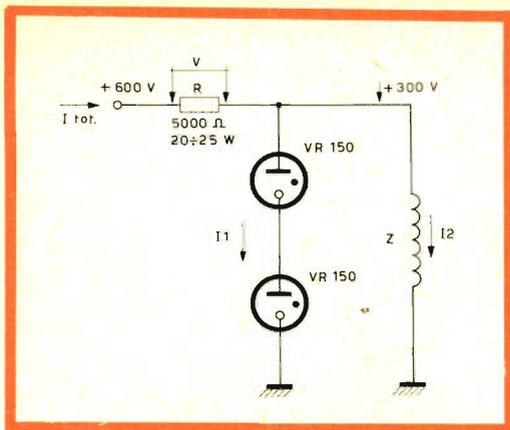



Fig. 2 - Circuito elettrico adatto per ottenere una tensione di 300 V con 50 mA, per il funzionamento degli stadi oscillatore ed eccitatore.

l'uscita sui 14 MHz la seconda 6AG7 funziona in duplicazione e C4 - L1 risultano sintonizzati sui 7 MHz; e fin qui tutto va bene.

Per trasmettere sui 7 e sui 3,5 MHz le cose si complicano un po'; infatti per ottenere l'uscita sui 7 MHz lo stadio eccitatore funziona su 7 MHz e poiché non si può ottenere praticamente una sufficiente schermatura tra i circuiti di placca e di griglia, questo stadio entra facilmente in autooscillazione se il suo circuito di griglia è sintonizzato su questa frequenza (facciamo notare che il circuito di griglia dell'oscillatore si identifica con il circuito di placca dell'oscillatore). Di conseguenza è necessario sintonizzare C4 abbastanza lontano dalla frequenza di funzionamento quindi dissintonizzare il circuito) in modo che il fenomeno di autooscillazione non possa verificarsi, ma non tanto lontano al punto che si raggiunga la risonanza in duplicazione sui 14 MHz. Poiché la seconda 6AG7 ha a disposizione più eccitazione di quanto non necessiti, questa dissintonia non ne influenza il segnale d'uscita.

Sui 3,5 MHz non c'è il pericolo che la seconda 6AG7 entri in autooscillazione in quanto il suo circuito di griglia non può essere in alcun modo sintonizzato su questa gamma. Il segnale necessario per la sua eccitazione viene semplicemente prelevato ai capi di una bassa impedenza rappresentata, a queste frequenze, dal gruppo C4 - L1. L'eccitazione risulta più che sufficiente ,occorre però fare attenzione che C4-L1 non siano sintonizzati su un'armonica della frequenza di oscillazione; in questo caso si noterebbe una forte riduzione del segnale d'uscita dell'eccitatore. Per ovviare la possibilità di errore è opportuno che sul quadrante del comando di C4 vengano segnate in rosso le zone su cui non deve essere posizionato il condensatore per il funzionamento del trasmettitore sulle gamme dei 7 e dei 3,5 MHz. Queste zone devono essere determinate sperimentalmente in fase di messa a punto.

Questo sistema diminuisce di molto le complicazioni costruttive pur funzionando perfettamente bene, richiede però una certa cura nella regolazione particolarmente quando si opera sui 7 o sui 14 MHz. Su quest'ultima gamma la seconda 6AG7 può ancora entrare in autooscillazione se il circuito C4-L1 risulta sintonizzato sui 14 MHz invece che sui 7 MHz. È tuttavia opportuno, per maggior sicurezza, mettere un adeguato schermo tra il condensatore di placca della seconda 6AG7 (C7) e la bobina dell'oscillatore (L1).

Per l'accoppiamento tra lo stadio eccitatore e lo stadio finale è utilizzato un circuito a pi-greco. C_9 è il condensatore d'uscita del filtro a pi-greco, che shunta la griglia controllo della 6146.

Questo condensatore non solo sopprime le armoniche sul circuito di griglia, ma esercita anche un effetto di stabilizzazione dell'amplificatore finale in modo che anche questo stadio non tenda ad autooscillare sulla frequenza di funzionamento.

Come tutti i tetrodi a fascio ad alta sensibilità rapportata alla potenza d'uscita, anche la 6146 tende ad autooscillare in assenza di neutralizzazione e se non è stabilizzata in altri modi: in questo caso, come si è detto, una sufficiente stabilizzazione è ottenuta tramite C9.

C7 è il condensatore di accordo del circuito anodico dello stadio eccitatore; l'accoppiamento alla griglia dell'amplificatore finale è determinato dal rapporto L/C del circuito anodico dell'eccitatore, ed è fis-

Ferrara

Reggio Emilia

RADIO - TV
REGICTRAZIONE
ELETTRONICA

16

Ravenna

9

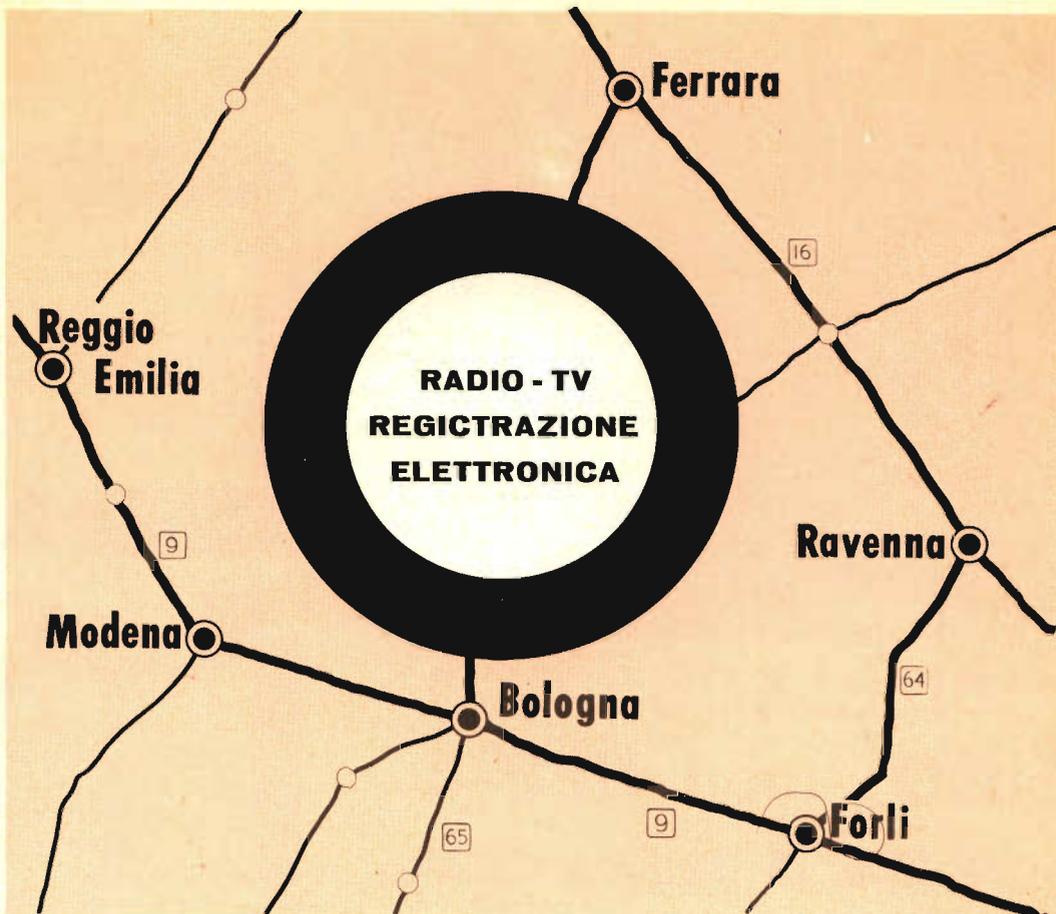
Modena

Bologna

64

65

9

Forlì

RADIOTECNICI - RADIOAMATORI - RADIORIPARATORI

a **BOLOGNA**

VIA G. BRUGNOLI, 1 A

PER **L'EMILIA**

è a vostra completa disposizione con una vasta gamma di materiale elettronico e con personale altamente qualificato

Publiset 005/64

MOBILE ACUSTICO "EICO„ mod. HFS-6

3 GAMME SONORE 3 COMPLESSI RIPRODUTTORI

CARATTERISTICHE TECNICHE

3 riproduttori « Woofer » da 25 cm, magnete in lega ceramica da 350 grammi, frequenza di risonanza uguale a 30 Hz - Altoparlante per le note medie da 21,5 cm con cono interno smorzatore - « Tweeter » con radiatore a cupola.

« Crossovers » - Passa-alto ($\geq$600 Hz) realizzato con circuito LC, per alimentare l'altoparlante, da 21,5 cm - Passa-alto ($\geq$4000 Hz) realizzato con un ponte capacitivo, per alimentare il « Tweeter ».

Comandi - Attenuatore delle note alte per adattare la riproduzione alla risonanza dell'ambiente.

Gamma di frequenza riproducibile - Da 50 a 20.000 Hz.

Cassa acustica - Ad apertura posteriore variabile per appiattire il picco di impedenza alla risonanza fondamentale.

Potenza di dissipazione - 25 Watt (per « pieni » orchestrali sino a 40 W).

Rendimento elettro acustico - Normale. Può essere pilotato da un amplificatore da 10 W. **Impedenza** - 8 ohm.

Dimensioni d'ingombro - cm. 33×59×14,5. **Peso** - circa 11,3 Kg.

Il modello HFS6 per le sue caratteristiche è il riproduttore acustico per alta fedeltà più venduto in America.

Z/628 - SCATOLA DI MONTAGGIO - PREZZO NETTO LIRE 93.000
SM/318 - SCATOLA DI MONTAGGIO - PREZZO NETTO LIRE 70.000

sato ad un valore medio dalle dimensioni della bobina di placca.

Sulla gamma 3,5 MHz viene inserita nel circuito una capacità d'uscita (C8) grazie ad un ponticello sui terminali d'innesto della bobina, in modo che sia assicurato un valore di accoppiamento adatto anche su questa gamma pur contenendo le dimensioni della bobina entro limiti ragionevoli.

Anche il circuito anodico dello stadio amplificatore è del tipo a pi-greco, realizzato in modo da essere collegato all'antenna tramite una discesa in cavo coassiale da 75 o 50 Ω; il condensatore per la regolazione del carico d'antenna è rappresentato da C 13.

Sulla gamma da 3,5 a 4 MHz viene inserita all'uscita del circuito anodico una capacità aggiuntiva da 470 pF (C 14), inoltre è necessario usare due bobine di placca per coprire l'intera gamma per assicurare un carico appropriato alla valvola finale: una, da 3,5 a 3,75 MHz è regolata per la massima potenza input di 90 W per il funzionamento in CW, l'altra, da 3,75 a 4 MHz, è regolata per ottenere la massima potenza input 67,5 W per il funzionamento in fonia.

Il condensatore di accordo del circuito anodico dello stadio finale, di tipo a due sezioni (C 12), impiega le due sezioni in parallelo per il funzionamento sulla gamma 3,5 MHz mentre utilizza una sola sezione per tutte le altre gamme. Il parallelo delle due sezioni viene ottenuto inserendo una qualsiasi delle due bobine da 3,5 MHz grazie ad un ponticello tra i terminali d'innesto delle bobine stesse. Questa soluzione permette di ottenere un accordo di placca sulle gamme più alte molto meno critico di quanto si otterrebbe utilizzando un variabile di capacità totale uguale alla massima necessaria, come normalmente si usa fare.

In tutti gli stadi del trasmettitore è stato adottato il sistema di alimentazione anodica "in parallelo"; ciò permette di collegare le armature dei condensatori variabili direttamente allo chassis e richiede una minore spaziatura tra le lamine dei condensatori variabili.

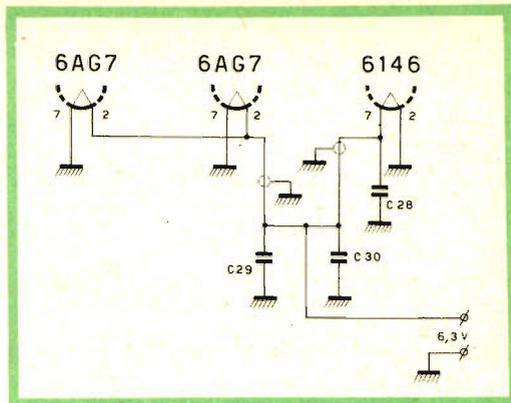



Fig. 3 - Circuito di alimentazione dei filamenti.

L2, L3, L4 sono piccole impedenze per RF usate per la soppressione delle oscillazioni parassite a frequenze ultraelevate.

La 6146 nei confronti di queste oscillazioni parassite presenta dei vantaggi rispetto alla 807, infatti avendo i terminali d'uscita decisamente più corti, le frequenze parassite sono molto più elevate e quindi le impedenze di smorzamento risultano più piccole.

La 6AG7, pur essendo piuttosto vecchiotta, è pur sempre una valvola ad alta sensibilità e può anch'essa generare delle oscillazioni parassite; anche in questi due stadi quindi è stato, se non necessario, almeno prudente, inserire delle opportune impedenze di smorzamento come nello stadio finale. Per di più inserendo L3 come mostrato in circuito si è notato che le armoniche del segnale trasmesso presenti all'uscita del trasmettitore si sono attenuate di un considerevole numero di dB.

Lo strumento M1 controlla la corrente di catodo di ogni tubo e la corrente di griglia dell'amplificatore finale.

Il valore di corrente anodica indicato dallo strumento con questo sistema di inserzione è necessariamente comprensivo del valore di corrente di griglia controllo e di griglia schermo; la cosa però non riveste carattere di importanza in quanto la somma di queste due correnti rappresenta soltanto una piccola frazione della corrente totale.

Come è indicato in circuito, lo strumento è da 25 mA f. s. con opportuni shunt (avvolti con filo per resistenze su resistenze ad impasto da 1 MΩ ½ W) in modo da ottenere un valore di f.s. di 50 mA per la misura della corrente dell'eccitatore ed un valore di 250 mA f. s. per la misura della corrente dello stadio finale.

La manipolazione telegrafica (CW) è ottenuta interrompendo il ritorno di catodo della valvola amplificatrice finale. Il tasto viene inserito nell'apposito jack J3.

I collegamenti di alimentazione (anodica e filamenti) esistenti nel trasmettitore, sono realizzati con opportuni cavetti schermati come indicato nello schema di fig. 1, e di fig. 3 ed i terminali di questi cavetti sono baipassati alle due estremità allo scopo di non permettere l'irradiazione di segnali a radiofrequenza lungo le linee di alimentazione.

Alimentazione

Per le ragioni esposte all'inizio di questa descrizione non diamo alcun circuito riguardante l'alimentatore; lasciamo cioè ad ognuno la possibilità di adattare quanto ha eventualmente disponibile o di costruirsi un alimentatore secondo il materiale di cui è in possesso.

È però utile fare alcune considerazioni di carattere tecnico e realizzativo, considerazioni d'altra parte fatte in fase di progettazione dell'apparato.

Per il funzionamento a massima potenza, il trasmettitore ha bisogno di 600 V con 150 mA e di 300 con 50 mA contemporaneamente, rispettivamente per il funzionamento dello stadio finale e degli stadi oscillatore ed eccitatore. Per ottenere queste due tensioni può bastare un trasformatore calcolato in modo che possa fornire una tensione in C. C. (dopo il filtro) di 600 V con 200 mA. La tensione 300 V può essere ottenuta utilizzando due VR 150 (o similari) poste in serie tra di loro secondo il circuito mostrato in fig. 2. La resistenza R si determina applicando la formula

$$R = \frac{V}{I_1 + I_2}$$

dove V è la caduta di tensione che si vuole ottenere, I_1 la corrente d'innesco delle stabilizzatrici (cioè la minima corrente necessaria affinché le stabilizzatrici rimangano innescate quando la corrente circolante nel carico Z è massima) e I_2 è la massima corrente che può circolare nel carico Z. Ora, la I_1 è per le VR 150 di 10 mA, la I_2 varia fra un minimo di 30 ed un massimo di 50 mA a seconda delle frequenze di funzionamento e dei segnali di eccitazione delle due 6AG7 e la V è uguale a 300 V; di conseguenza si avrà

$$R = \frac{300}{0{,}01 + 0{,}05} = \frac{300}{0{,}06} = 5000\ \Omega$$

Con un semplicissimo calcolo noto a tutti si determina la potenza di dissipazione della resistenza che, nel caso specifico, è di 18 W. Una resistenza da 20 o 25 W può quindi essere utilizzata allo scopo.

La tensione di griglia schermo della 6146 deve essere di circa 200 V e si può ottenere tramite una resistenza di caduta della tensione anodica (R 11) da 35 kΩ.

Nel caso che la tensione anodica disponibile sull'alimentatore fosse inferiore ai 600 V è necessario che le due 6AG7 siano sempre alimentate con 300 V, possibilmente stabilizzati, e che il valore di R11 sia ridotto in modo che la tensione di griglia schermo della 6146 sia sempre 200 V in condizioni di funzionamento. Per esempio con una tensione anodica di 400 V R11 deve essere di 10 KΩ, con tensione anodica di 300 V, R11 deve avere un valore pari a 5000 Ω.

(continua)

Mosconi

CASSE ACUSTICHE DI ALTA QUALITA'

PROGETTAZIONE E REALIZZAZIONE

a cura del Dott. Rossi

IIª Parte

CASSE ACUSTICHE DI TIPO PARTICOLARE

Casse acustiche con assorbimento completo dell'onda del retro

Come già detto, l'eliminazione dell'onda generata dal retro è estremamente importante con questo tipo di casse. L'inglese H. A. Hartley riuscì per primo qualche anno fa ad eliminare completamente le risonanze dovute alle pareti e alla massa d'aria all'interno per mezzo di un filtro acustico, cosicchè non è più avvertibile la frequenza di risonanza dell'altoparlante. L'onda retrostante passa attraverso vari pannelli assorbenti (fig. 9): dopo il primo, che agisce semplicemente come un sistema antiriflessivo, colpisce il secondo il terzo e così via perdendo ad ogni stadio parte della propria pressione acustica, che si riduce alla fine praticamente a zero. La parete retrostante non deve essere chiusa rigidamente. Il comportamento di tutto l'insieme si spiega considerando i filtri meccanici (quelli acustici ne sono una forma particolare), in cui gli elementi sono masse, ammortizzatori (molle), e frizioni: gli schermi di materiale poroso agiscono come massa, la loro elasticità e l'aria contenuta all'interno come ammortizzatori, la loro permeabilità acustica come frizione.

La realizzazione di queste casse, una volta molto difficile, è resa ora molto più facile dall'impiego di sostanze plastiche come schermi (che saranno trattate più avanti). Uno dei vantaggi comportati è il poter utilizzare pareti di legno molto più sottili che nelle altre casse.

Casse ad « Apertura Distribuita »

Questo tipo, progettato negli U.S.A. dalla General Electric qualche anno fa, è sostanzialmente un Bass Reflex, colla radiazione del fronte e del retro del cono combinate in fase alle basse frequenze,

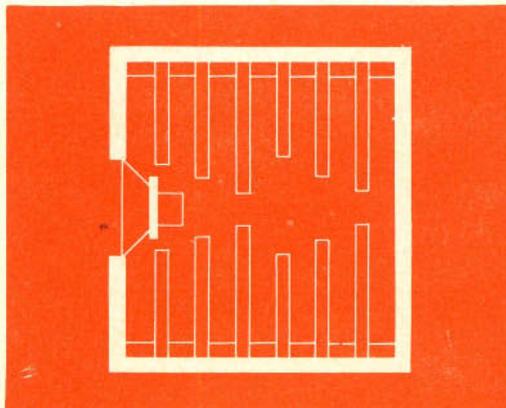



Fig. 9 - Cassa acustica con pannelli interni ideata da Hartley per eliminare completamente le risonanze dovute alle pareti e alla massa d'aria all'interno.

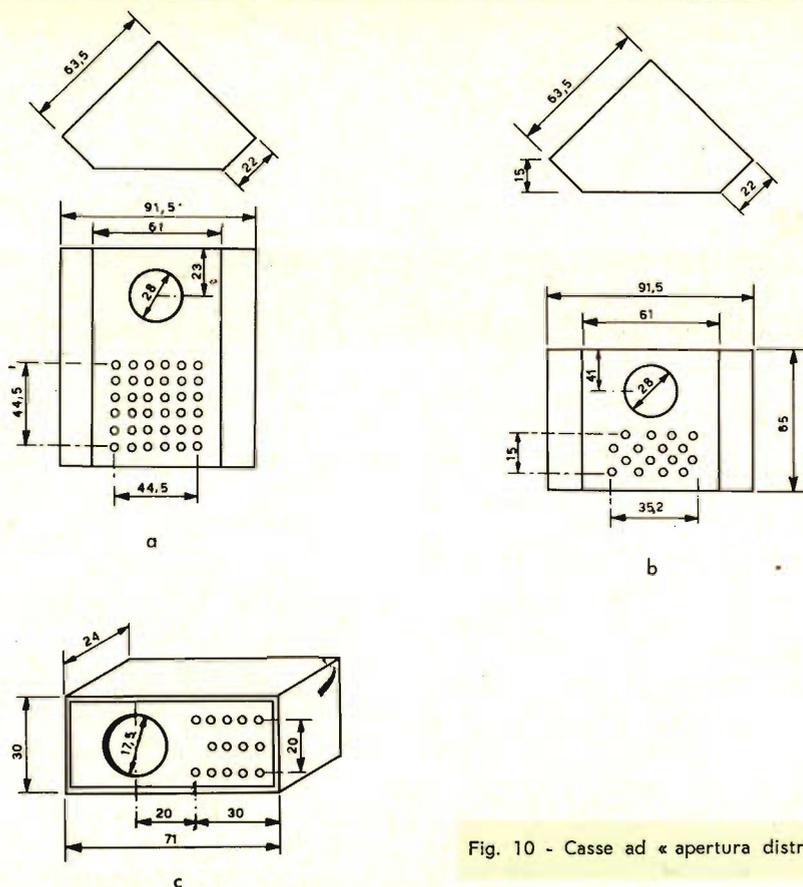



Fig. 10 - Casse ad « apertura distribuita ».

ma controllate in modo da migliorare sia il responso che la potenza acustica. La differenza sostanziale è che le caratteristiche d'impedenza sono condizionate dall'aggiunta di una resistenza acustica e dal relativo smorzamento, realizzato da un certo numero di fori sopra un'area determinata. In fig. 10 sono dati gli schemi per la realizzazione di vari modelli. Questo tipo non si presta tuttavia per altoparlanti di grandi dimensioni (38 cm di diametro).

Casse acustiche molto piccole

Da quanto precede risulta estremamente difficile realizzare casse di qualità molto piccole e, in ogni caso, il rendimento non può essere comparato con quello delle più grandi. Tuttavia godono oggi di larga diffusione, soprattutto negli Stati Uniti, principalmente per motivi di spazio, e questo ha spinto i costruttori di altoparlanti alla realizzazione di modelli speciali e molto compatti, progettati espressamente. È evidente ancora che una buona riproduzione non può prescindere anche in questo caso dalle caratteristiche dell'elemento riproduttore.

Robbins e Joseph presentarono per primi un modello a cubo per un altoparlante da 38 cm di soli 45 cm di lato, che permetteva una riproduzione soddisfacente fino a 20 Hz. Tuttavia questo tipo era molto complicato e inoltre non ne fu data alcuna analisi matematica veramente soddisfacente. Ma il principio risultò valido e venne ripreso più tardi per altre applicazioni. Si basa essenzial-

mente nel collocare l'altoparlante non sulla superficie della cassa, ma qualche centimetro all'interno su un piano parallelo, lasciando delle aperture che permettono di effettuare un carico sia sul fronte che sul retro del cono. L'inversione di fase alle basse frequenze avviene tramite queste fessure, che sono parallele e non normali, come nei casi precedenti, al piano di fissaggio dell'altoparlante.

Secondo un'importante casa americana si hanno risultati veramente notevoli con altoparlante circolare ed apertura ellittica esterna. Il diametro minore dell'ellisse è scelto uguale al diametro utile del cono e il carico permesso dall'apertura con raggio di curvatura variabile permetterebbe uno smorzamento lineare del cono (fig. 11).

Osservazioni generali conclusive

Fra le casse acustiche di facile realizzazione il tipo completamente chiuso non presenta particolari problemi, ma pur assicurando un responso abbastanza lineare, non permette la valorizzazione e lo sfruttamento completo sia della gamma che della potenza acustica. A causa della difficoltà di assorbimento dell'onda retrostante è consigliabile non impiegare altoparlanti con frequenza di risonanza sotto i 70 Hz. Il tipo Bass Reflex ha il notevole vantaggio di estendere il responso utile sotto la frequenza di risonanza, ma sono necessari altoparlanti in cui questa frequenza non sia superiore ai 40-50 Hz e soprattutto usare una frequenza di crossover (per le basse frequenze) non maggiore di 600 Hz per impieghi normali.

Il tipo a labirinto è l'unico che abbassi la frequenza di risonanza, ma necessita di notevole volume. Il tipo a condotto accordato può essere impiegato con successo dove lo spazio faccia difetto ma è assolutamente necessaria una esecuzione accurata. Le casse acustiche piccole possono dare eccellenti risultati, ma la loro esatta realizzazione dipende più da tentativi che da calcoli precisi.

Realizzazione pratica

In qualunque tipo di cassa acustica è indispensabile evitare o ridurre al mi-

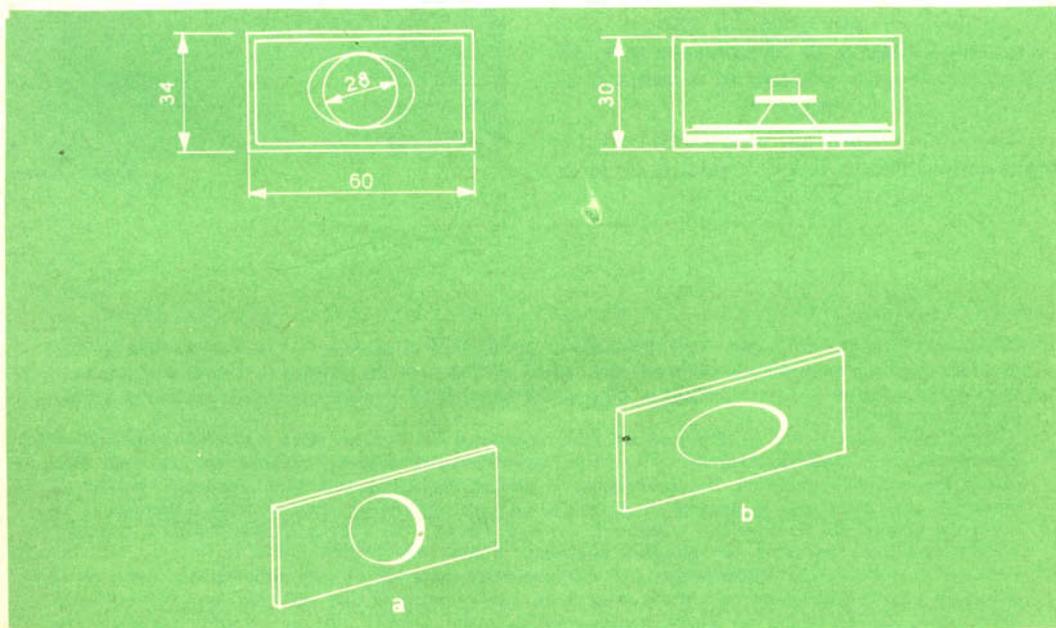



Fig. 11 - Casse ad apertura ellittica con i dettagli dei pannelli a) interno, b) frontale.

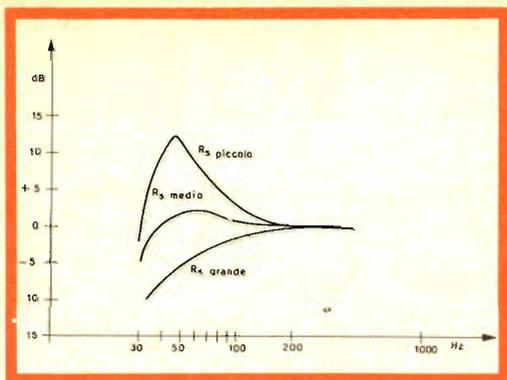



Fig. 12 - Responso teorico di un altoparlante in una cassa completamente chiusa per diversi valori della resistenza di smorzamento R_s.

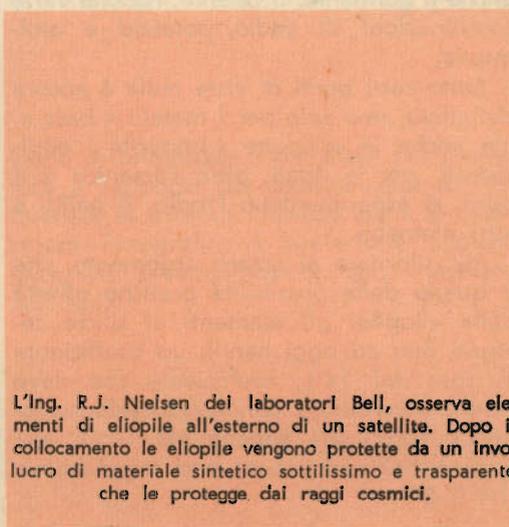
Fig. 13 - Variazioni dell'impedenza rispetto alla frequenza di un normale altoparlante da 30 cm di diametro. La curva a tratto continuo indica la risonanza fondamentale in aria aperta e quella tratteggiata i due picchi quando l'altoparlante è racchiuso in un Bass Reflex.

nimo le vibrazioni del legno che è sottoposto ad enormi pressioni. Si impiegherà quindi normalmente paniforte da 15-16 mm di spessore per le casse piccole e da 20-25 mm per le grandi (il tipo Hartley, come già detto, fa eccezione con 12-15 mm). Per una realizzazione ancora più accurata occorrono doppie pareti verticali — spessore 15 mm — con uno spazio interno di 20 mm riempito di sabbia; con questo sistema si elimina praticamente ogni vibrazione.

Quanto ai materiali assorbenti da rivestimento interno il più usato è la lana di vetro, poco costosa e facile da applicare — semplice fissaggio con puntine —, ma particolarmente raccomandabile è il Moltopren (materiale plastico spugnoso), che è di più facile impiego — basta incollarlo sul legno con collanti plastici — e che è anche superiore per rendimento acustico. I fogli di Moltopren devono avere uno spessore minimo di 10 mm per le casse piccole e di 20-25 mm per quelle grandi. Tale materiale si presta particolarmente per la realizzazione dei filtri acustici nel tipo Hartley.

Dott. Rossi

Il ritardo di tempo riscontrato nelle trasmissioni in telefonia a due vie — considerato fino a poco fa come uno dei maggiori impedimenti negli effetti dell'impiego dei satelliti artificiali per le comunicazioni simultanee — non è di entità così sconcertante come i tecnici della NASA avevano temuto in un primo tempo.
Recentemente, Russ Burke — direttore del reparto progetti del Syncom della NASA — è stato intervistato tramite il Satellite Syncom II. La conversazione telefonica veniva ripetuta da una linea telefonica convenzionale terrestre da Washington al Centro Flotta Spaziale Goddard, nella località di Greenbelt, nel Maryland, al Syncom II in orbita ad un'altitudine di circa 35.000 chilometri al di sopra del Brasile, dal Syncom II a Lakehurst, nel New Jersey, e da Lakehurst nuovamente a Goddard, tramite una linea terrestre, per giungere finalmente a New York.
La distanza totale della trasmissione era approssimativamente di 78.000 chilometri. Il ritardo di tempo in un'unica direzione riscontrato durante la conversazione è stato valutato in misura di circa 0,3 secondi. Ciò provocava un effetto leggermente anormale; tuttavia, non ha impedito materialmente la conversazione.

LE PILE SOLARI

L'Ing. R.J. Nielsen dei laboratori Bell, osserva elementi di eliopile all'esterno di un satellite. Dopo il collocamento le eliopile vengono protette da un involucro di materiale sintetico sottilissimo e trasparente che le protegge dai raggi cosmici.

Dobbiamo alla cortesia dei celebri laboratori americani della Bell Telephone se possiamo riprodurre le prime fotografie che siano state scattate sulla fabbricazione delle pile solari.

Queste rappresentano la futura sorgente dell'energia elettrica per i satelliti sperimentali, di cui la compagnia americana prepara il lancio e che dovranno realizzare il sistema trascontinentale permanente di radiocomunicazioni audio e video.

Queste pile sono oggi fabbricate da uno speciale reparto della Western Electric Co. In proposito, sarà bene distinguere, fin d'ora le pile solari funzionanti con radiazioni luminose da quelle che funzionano utilizzando il calore; chiameremo quindi pile elio-solari quelle che trasformano la luce in elettricità ed pile termosolari quelle che trasformano il calore in eletrricità.

Le pile montate sulla parte esterna dello involucro del satellite, provvedono alla ricarica delle batterie di accumulatori che alimentano gli apparecchi radioriceventi e trasmittenti dall'astronave.

Queste pile sono costituite da sottilissime lamine di cristallo di silicio ultra

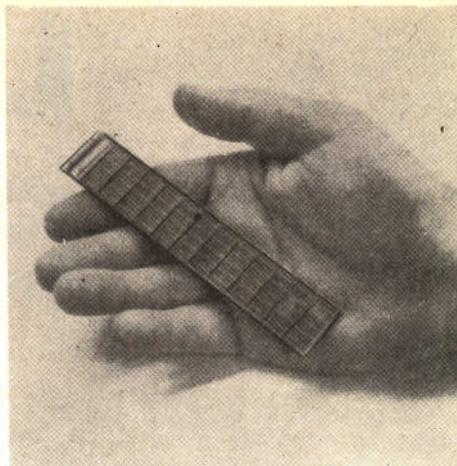
puro con meno di un miliardesimo di impurità il cui spessore è dell'ordine di 2 micron.

Nel silicio sono incorporate dosi infinitesimale nel rapporto da 1 a 100.000 ed 1 a 1.000.000.000 - di « impurità », quali l'arsenico e il boro. Il primo ha 5 elettroni di valenza, il secondo 3; queste « impurità » vengono disposte da una parte e dall'altra del silicio il quale avendone quattro, permette ai fotoni di creare le coppie di elettroni — buchi — che generano la corrente elettrica.

In effetti, non solo il silicio viene usato per la fabbricazione delle eliopile, ma anche il germanio, il selenio, nonchè varie combinazioni di sodio, potassio e antimonio.

Sotto certi punti di vista nulla è ancora definitivo, non solo per i metalli « base », ma anche le cosidette « impurità » addizionali, per le quali, oltre l'arsenico e il boro, si esperimentano l'indio, il gallio e altri elementi.

Per ritornare al nostro argomento, che è quello delle possibilità pratiche offerte dalla eliopile, gli elementi al silicio costruiti fino ad oggi hanno un coefficiente di resa del 14%, coefficiente che deve essere considerato con soddisfazione, tenendo conto che appena nel 1954, alla origine dell'invenzione, non raggiungeva che il 6%.

D'altra parte non si potrà prètendere di sorpassare un determinato limite, che si fa comprendere fra il 15 e il 19%, essendo l'efficienza teorica di solo il 22%.

Aspetto e dimensione di un elemento eliopila.

Esistono dei fattori che non possono essere né evitati, né ridotti, ne compensati, fattori che possono essere elencati con le loro rispettive incidenze, secondo la seguente elencazione:

Fattori di perdita

- Scarsa energia dei fotoni per rompere un legame di valenza 55%
- Tensione d'uscita inferiore al valore richiesto per generare una coppia di « elettroni-buchi » 55%
- Riflessione ottica dei fotoni (sulla lastra protettiva della superficie attiva della pila 80%
- Perdite imputabili alla giunzione . . . 80%
- Perdite dovute alla resistenza interna . . 80%

La NORDEN ha realizzato una telecamera funzionante a basso livello di luce, adatta al controllo automatico notturno del percorso dei missili collegati dallo spazio con la base terrestre. La Fabbrica afferma che il dispositivo di sua produzione verrà installato a bordo di un « Jet » della Air Force, del tipo KC-135, al fine di aiutare nel loro compito le altre apparecchiature installate, in fase sperimentale, presso la sede della « Pacific Missile Range ».

Unitamente alla camera, vengono impiegati un obbiettivo a distanza focale variabile (ossia del tipo « zoom »), ed altri componenti che fungono da relé ottici, al fine di ottenere il controllo automatico del percorso oltre a due ricevitori televisivi di controllo, funzionanti a transistori: uno di essi serve per registrare su di una pellicola il percorso controllato, e l'altro per consentire invece un controllo diretto ed immediato da parte dell'operatore.

I calcolatori della stazione « radar » installata a terra rivolgono innanzitutto la telecamera contro il bersaglio da controllare (missile in osservazione), dopo di che gli operatori dànno inizio al funzionamento del dispositivo di controllo automatico.

AC 138 e AC 139

TRANSISTORI PER AMPLIFICATORE AD AUDIO FREQUENZA

Si descrive un amplificatore ad audio frequenza adatto per l'impiego nei radioricevitori o nei riproduttori fonografici portatili transistorizzati. Nel primo caso l'amplificatore può essere pilotato direttamente dal diodo rivelatore per Modulazione di ampiezza, o dai diodi del rivelatore a rapporto per Modulazione di frequenza. In caso di impiego come amplificatore fonografico è preferibile aggiungere un preamplificatore con transistor AC 134.

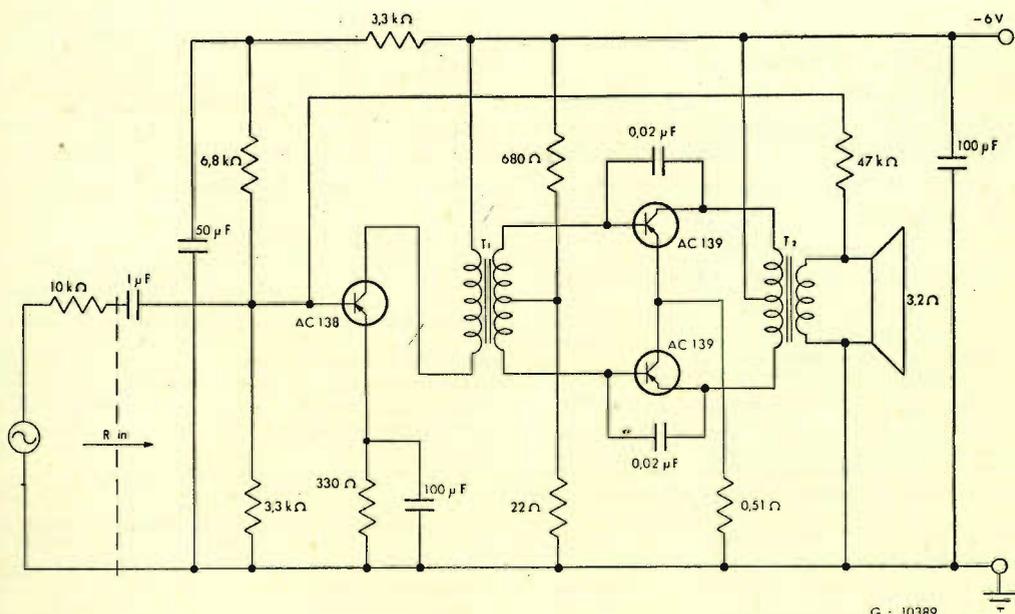



Fig. 1 - Circuito elettrico

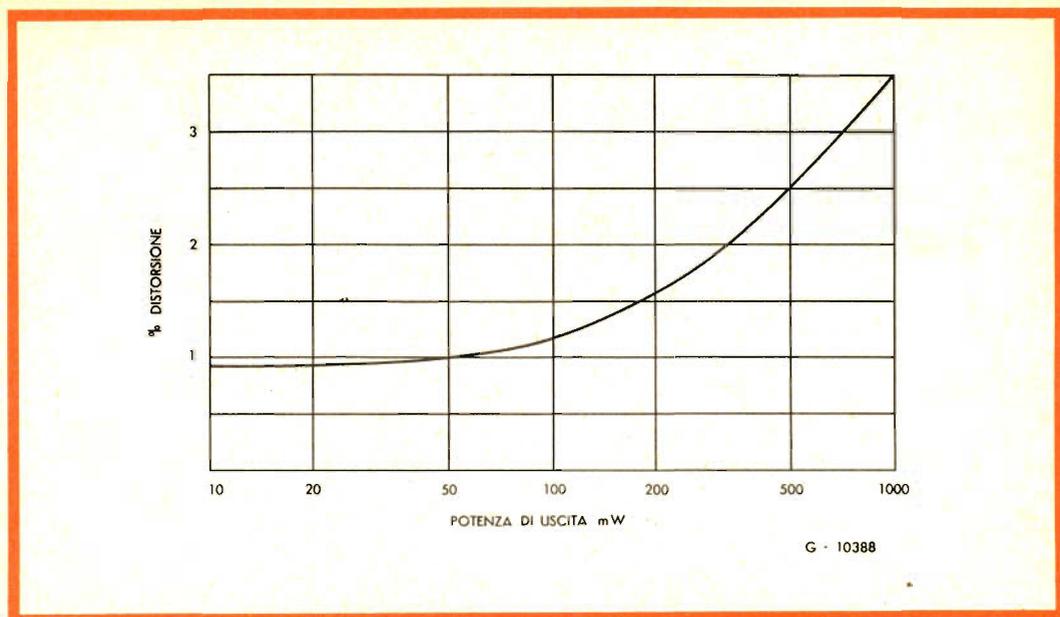



Fig. 2 - Andamento della distorsione al variare della potenza d'uscita

La potenza di uscita è di 1 W con distorsione media del 3,5% per transistor tipici. Tale potenza è sufficiente per pilotare un altoparlante di discrete dimensioni con buona fedeltà.

Il circuito, riportato in fig. 1, utilizza un transistor AC 138 impiegato come pilota e due transistor AC 139 impiegati come amplificatori in controfase in Classe B. Tutti i transistor sono impiegati con ingresso sulla base ed emettitore a massa. Essi possono venire forniti in forma di « Kits » costituiti da un AC 138 e due AC 139, selezionati in modo da ridurre la dispersione delle prestazioni da amplificatore ad amplificatore nelle produzioni di serie.

Il circuito comprende una rete di partizione che dalla bobina mobile dell'altoparlante all'ingresso dell'amplificatore fornisce una controreazione di 7 dB.

Il complesso è previsto per l'alimentazione a bassa tensione con una batteria da 6 V: un condensatore elettrolitico da 100 μF shunta la resistenza interna di quest'ultima per le componenti alternate.

Caratteristiche del circuito e prestazioni

Tensione di alimentazione	6	V
Resistenza di ingresso	275	Ω
Guadagno di potenza complessivo	64	dB (1)
Potenza di uscita	1	W (1)
Tensione efficace di ingresso per potenza di uscita = 1 W	12	mV (1)
Frequenza inferiore di taglio a 3 dB	50	Hz
Frequenza superiore di taglio a 3 dB	10	KHz

(1) - Alla frequenza di 1000 Hz.

Caratteristiche elettriche del trasformatore T1 a 400 Hz

Corrente primaria	5	mA
Tensione di picco primaria	2	V
Impedenza primaria	1600	Ω
Impedenza secondaria	400	Ω
Rendimento	78	%

Caratteristiche elettriche del trasformatore T2 a 400 Hz

Tensione di picco primaria	4,7	V
Impedenza primaria	44	Ω
Impedenza secondaria	3,2	Ω
Rendimento	85	%

Dalle " Note Tecniche " ATES

RADIOSTEREOFONIA

Si è visto che la differenza fondamentale fra l'ascolto (o « presa ») monofonico, e quello stereofonico, risiede nel fatto che il primo viene effettuato mediante un unico microfono, mentre lo « stereo » viene effettuato mediante una coppia di microfoni opportunamente distanziati e direzionati, in analogia alle condizioni di ascolto fisiologico con le nostre orecchie.

Con tale sistemazione, si ottengono due canali microfonici, « sinistro » e « destro » che convenzionalmente vengono denominati A e B.

Questi due canali microfonici vengono già da molto tempo utilizzati per l'incisione dei dischi stereofonici secondo il sistema « Westrex »: sulle due pareti laterali inclinate di 90°, di un solco comune, vengono rispettivamente incisi il canale A ed il canale B. Uno speciale « pick up » provvede poi a rilevare e separare i due canali, inviandoli a due distinti amplificatori seguiti dai relativi altoparlanti.

La trasmissione radio-stereo

Ma per la radiotrasmissione la cosa è alquanto differente. Anzitutto si tratta di modulare una portante unica con due distinte informazioni, senza creare reciproche interferenze; inoltre si deve permettere una normale ricezione monofonica ai comuni ricevitori, condizione questa ultima conosciuta sotto il nome di « compatibilità ».

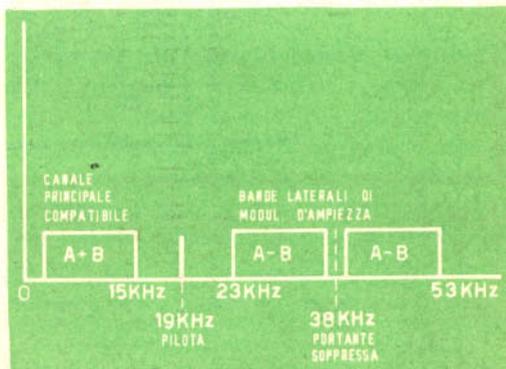



Fig. 2 - Spettro dei segnali irradiati da un'emissione radiostereofonica Multiplex F.C.C.

Fra i vari sistemi proposti per soddisfare entrambe le condizioni suesposte, venne prescelto dopo lunghe ed accurate prove da parte di una speciale Commissione americana per la radiostereofonia, il sistema « multiplex » elaborato congiuntamente dalle due ditte Zenith e General Electric, ed in seguito approvato dàlla Federal Communication Commission (F.C.C.).

Tale sistema di radiostereofonia oggi noto sotto la denominazione di « Multiplex F.C.C. » ed adottato ufficialmente negli U.S.A. sino dal giugno 1961, utilizza le emissioni a modulazione di frequenza nella banda 100 ÷ 104 MHz.

Come è stato accennato, trattasi di un sistema compatibile, tale cioè da consentire una buona ricezione monofonica ai possessori di radioricevitori normali in M.F., mentre per la ricezione stereofonica occorre impiegare un ricevitore particolarmente adattato a tale scopo.

Come principio fondamentale si assume che la combinazione (somma A + B) dei due canali fonici A e B, fornisca una soddisfacente qualità monofonica. Pertanto la combinazione A + B modula, come d'ordinario, di frequenza la portante del trasmettitore; però con una deviazione massima di frequenza leggermente minore di quella di ± 75 kHz adottata nelle normali emissioni in M.F.

La componente stereofonica viene invece fornita dalla combinazione A — B, trasmessa contemporaneamente, in modo tale però da non essere avvertita da un normale ricevitore M.F.

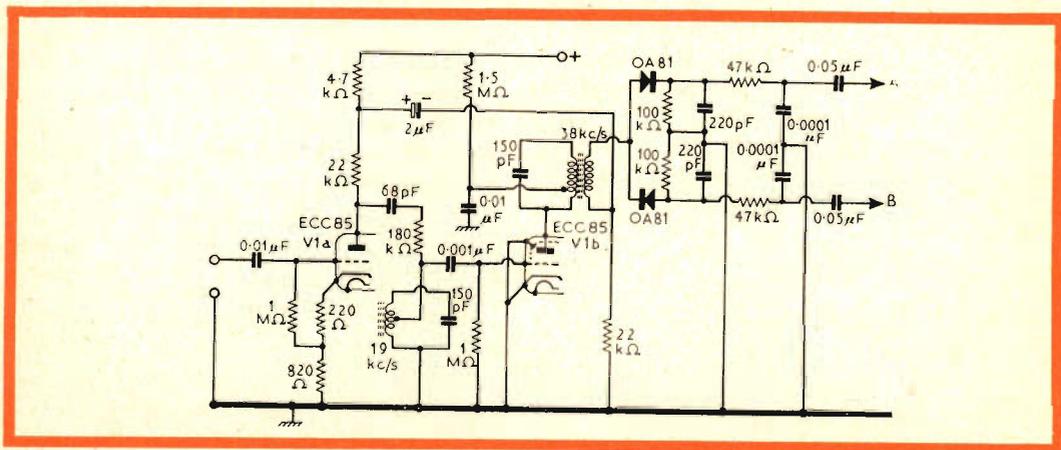
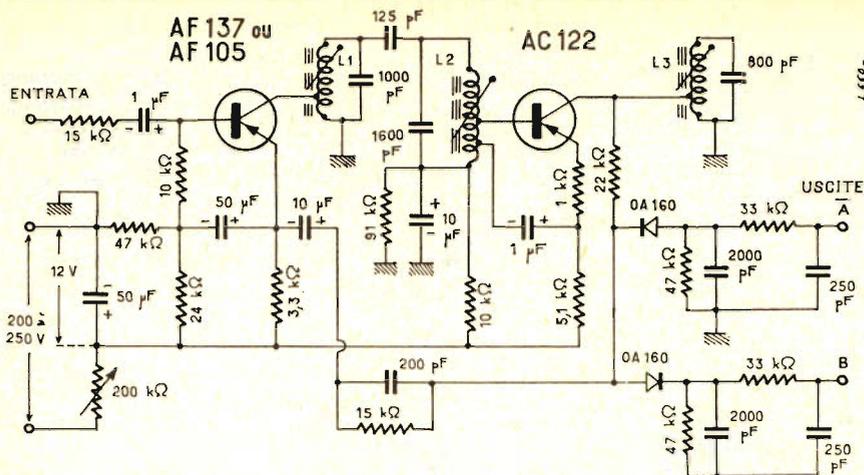
In queste condizioni un ricevitore radiostereofonico è in grado di fornire i due canali stereo A e B, ricevendo in modo normale il binomio A + B, e con un particolare circuito (decoder), il binomio A — B.

Combinando queste due informazioni in un circuito addittivo e sottrattivo si ottiene:

$$(A + B) + (A - B) = 2A$$

$$(A + B) - (A - B) = 2B$$

cioè i due canali stereofonici A e B.

Nel sistema Zenith-G.E. (Multiplex-F.C.C.), l'informazione (A — B) viene trasmessa sotto la forma delle due bande laterali di modulazione d'ampiezza di una sottoportante a 38 kHz, successivamente soppressa.

Schema elettrico di un semplice « decoder » Multiplex-F.C.C. ad una valvola doppia ECC85, alimentato con anodica a 200 V. circa.
L'ingresso a sinistra è collegato all'uscita del discriminatore di un normale ricevitore a M.F. in grado di fornire un segnale di circa 1 volt d'ampiezza.
La prima sezione V1a funge da amplificatrice, mentre la seconda sezione Vb1 funge da duplicatrice del segnale a 19 Kc/s e 38 Kc/s.
Le resistenze da 47 Kohm e le capacità da 0,001 microfarad inserite alle due uscite A e B sono i filtri di de-enfasi.
Le due uscite A e B vanno all'ingresso di due amplificatori B. F. che alimentano i due altoparlanti stereo.

Schema elettrico di un semplice « decoder » Multiplex-F.C.C. a due transistori, alimentato con l'anodica a 200 V di un normale radioricevitore a M.F.
L'entrata a sinistra è collegata all'uscita del discriminatore del ricevitore M.F. Il segnale stereofonico è prelevato dall'emettitore del 1° transistore, mentre il segnale pilota a 19 KHz è prelevata dal collettore dello stesso transistore.
Il 2° transistore funge da oscillatore in circuito ECO e trasforma i 19 KHz in 38 KHz nel suo circuito collettore.
Le uscite A e B vanno a due amplificatori di B.F.

Per riprodurre poi in ricezione tale sottoportante (onde rivelarla coi metodi usuali), viene trasmesso un segnale pilota continuo a 19 kHz, fuori quindi della banda acustica normalmente trasmessa dalle comuni emissioni a M.F.

Pertanto la portante principale di una emissione stereofonica è modulata di frequenza come segue:

1) dal segnale (A + B) ad audio frequenza, nella banda da 5 a 15 kHz;

2) dalle bande laterali di (A — B) intorno alla frequenza centrale di 38 kHz (soppressa);

3) dal segnale pilota a 19 kHz.

È facile quindi comprendere come la componente stereo (A — B) risulta inudibile in un normale ricevitore M.F. monofonico la cui banda acustica è limitata a 15 kHz.

La fig. 2 dà il diagramma dello spettro di frequenze di un'emissione radiostereofonica secondo il sistema Multiplex-F.C.C.

Il ricevitore

Si è visto che un normale ricevitore a M.F. fornisce la ricezione compatibile dell'informazione A + B (monofonica): pertanto la prima parte di un ricevitore radiostereofonico sarà esattamente identica ad un buon ricevitore a M.F., sino all'uscita del circuito discriminatore, sia questo del tipo « ratio detector » ovvero del tipo « Foster-Seely ».

All'uscita del discriminatore sarà presente il segnale « multiplex » sopra descritto che verrà inviato ad uno speciale circuito « decodificatore » (decoder), attraverso il quale avverrà la separazione dei due canali stereo A e B. Questi due audiocanali, convenientemente amplificati, alimenteranno due altoparlanti spaziati, per l'ascolto stereofonico.

Da quanto precede è facile intuire che si delineano due distinti modi per l'ascolto radiostereofonico.

Altro « decoder » Multiplex-F.C.C. a due transistori, alimentato dalla tensione a 6,3 V. d' accensione filamenti del ricevitore M.F. che gli fornisce il segnale stereo. Il commutatore S consente di passare dalla ricezione monofonica a quella stereofonica.
L'entrata va collegata al discriminatore del ricevitore M.F.

Un primo modo, apparentemente più semplice e meno costoso, è quello di utilizzare un normale ricevitore per M.F., e farlo seguire da un « decoder », che prende anche il nome di « adattatore » seguito a sua volta da due altoparlanti amplificati (uno dei quali può anche essere quello del ricevitore M.F. opportunamente derivato). Sotto questo profilo, qualche costruttore produce dei ricevitori provvisti di doppio canale acustico, già predisposti per l'inserzione dell'« adattatore » o « decoder » onde effettuarne la trasformazione da monofonico a stereofonico.

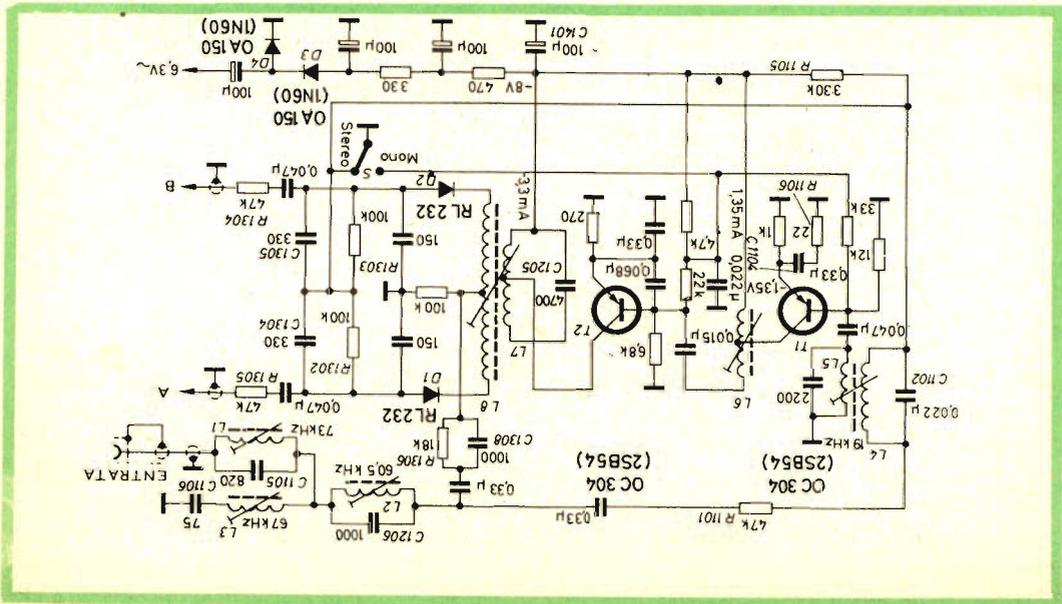
A parte però quest' ultima soluzione già prevista in partenza, l'utilizzazione di un esistente ricevitore in M.F., per la ricezione « stereo », salvo casi particolari, non potrà dare che risultati piuttosto mediocri in quanto a qualità d'ascolto, e ciò sia per inevitabili deficienze circuitali, che per la resa acustica del complesso degli altoparlanti.

Molto migliore dal lato pratico e qualitativo dell'ascolto è la soluzione del ricevitore costruito apposta per la ricezione stereofonica, provvisto di due canali acustici.

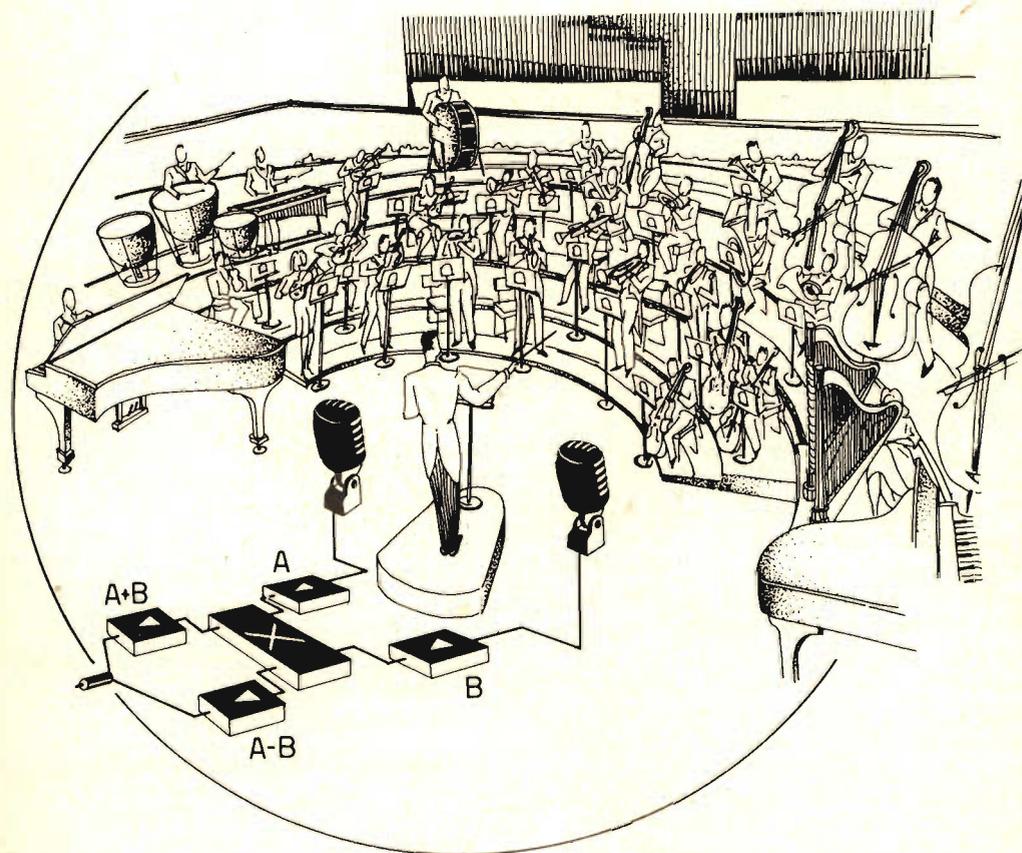
Sotto quest'ultimo profilo, va considerata con molta attenzione l'attuale produzione tedesca, dato che nella Germania occidentale le trasmissioni radiostereofoniche hanno avuto inizio ufficiale nel settembre scorso.

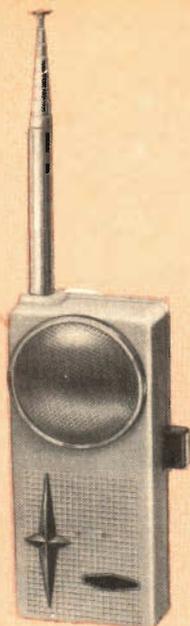
Vi sono oggi sul mercato ricevitori radio-stereo del tipo sopramobile, con uscite acustiche 2 x 9 Watt di ottima qualità, provvisti anche di dispositivo automatico per la commutazione da « monofonico » a « stereo », a seconda del genere di trasmissione captata. La presenza del segnale pilota a 19 kHz provoca automaticamente il passaggio da « mono » a « stereo », inserendo opportunamente i due canali audio.

Va comunque considerato che, indipendentemente dai pareri più o meno con-

cordi circa l'efficienza qualitativa dell'ascolto stereofonico, una buona ricezione stereofonica procura un ascolto indubbiamente migliore come gradimento, presenza e musicalità.

Si tengano pertanto ben presenti queste considerazioni quando, nel corso del presente anno, la R.A.I. inizierà delle trasmissioni radiostereofoniche di prova, nelle zone di Torino, Milano, Roma e Napoli, nella banda M.F. da 100 a 104 MHz.

L'appassionato di musica sarà certamente invogliato alla sostituzione del vecchio radioricevitore con un moderno e senza dubbio « diverso » ricevitore radiostereofonico.

Da " Notizie Rai "

Rappresentazione schematica di una trasmissione radiostereofonica.
Nell'auditorio i suoni vengono ripresi da una coppia di microfoni opportunamente distanziati e giungono, attraverso fasi successive, ai due amplificatori del ricevitore.

SCATOLE DI MONTAGGIO

SM/4001 " RAYSTAR "

SCATOLA di montaggio per la realizzazione di una coppia di radiotelefoni portatili a transistor. Sintonia fissa 29,5 MHz. Antenna telescopica. Potenza d'uscita di BF 30 mW. Alimentazione 9 V. Autonomia 75 ore circa (in lavoro intermittente). Assorbimento totale: 11 mA in trasmissione, 9 mA in ricezione.

Dimensioni 60 x 135 x 35

Descrizione a pag. 935 di Selezione Radio-TV N. 9/1963.

Prezzo netto L. 18.000

SM/6001

SCATOLA di montaggio per la realizzazione di un ricevitore a 5 valvole OM-OC - Fono. Valvole impiegate: 6BE6 - 6BA6 - 6AT6 - 50B5 - 35A3. Gamme d'onda OM 190 ÷ 580 mt OC 16 ÷ 50 mt. Alimentaz. 110 ÷ ÷ 220 V 50 Hz.

Dimensioni 27 x 17,5 x 11

Prezzo netto L. 8.900

SM/3001

SCATOLA di montaggio per la realizzazione di una fonovaligia a 4 transistori con funzionamento in corrente continua e alternata. Circuito finale del tipo Single Ended. Potenza d'uscita per testina media: 1,5 W indistorti. Alimentazione universale in alternata. Alimentazione in continua 9 V. Piastra giradischi esclusa.

Descrizione a pag. 101 di Selezione Radio-TV N. 1/1964.

Prezzo netto L. 10.500

SM/5001

SCATOLA di montaggio per la realizzazione di un preamplificatore di BF ad alta Fedeltà Comprende: n. 3 circuiti di equalizzazione; n. 2 controlli di responso; n. 1 regolatore di volume; valvola impiegata: ECC82. Risposta lineare tra 20 ÷ 15.000 Hz.

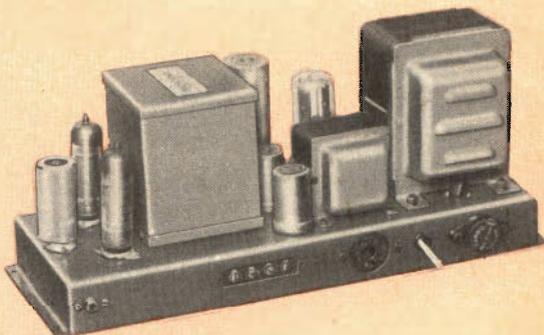
Descrizione a pag. 1131 di Selezione Radio-TV N. 10/1963.

Prezzo netto L. 11.600

SM/5003

SCATOLA di montaggio per la realizzazione di un amplificatore finale di BF ad alta Fedeltà. Trasformatore d'uscita tipo Trusound. Valvole impiegate: ECC83-2xEL84-6AX5.

Descrizione a pag. 1137 di Selezione Radio-TV N. 10/1963.

Prezzo netto L. 21.500

SM/5005

SCATOLA di montaggio per la realizzazione di un amplificatore HI-FI. Un apposito stadio consente l'inserzione di una presa micro-Tuner. Trasformatore d'uscita ultralineare Trusound. Stadi di preamplificazione e amplificazione monocanale. Uscita indistorta 10 W. Campo di frequenza 40 ÷ 15.000 Hz. Rumore di fondo 60 dB a 10 W. Sensibilità ingresso pick-up 95 mV. Sensibilità ingresso microfono Tuner 50 mV. Valvole impiegate: ECC83-2xECL82-EZ80.

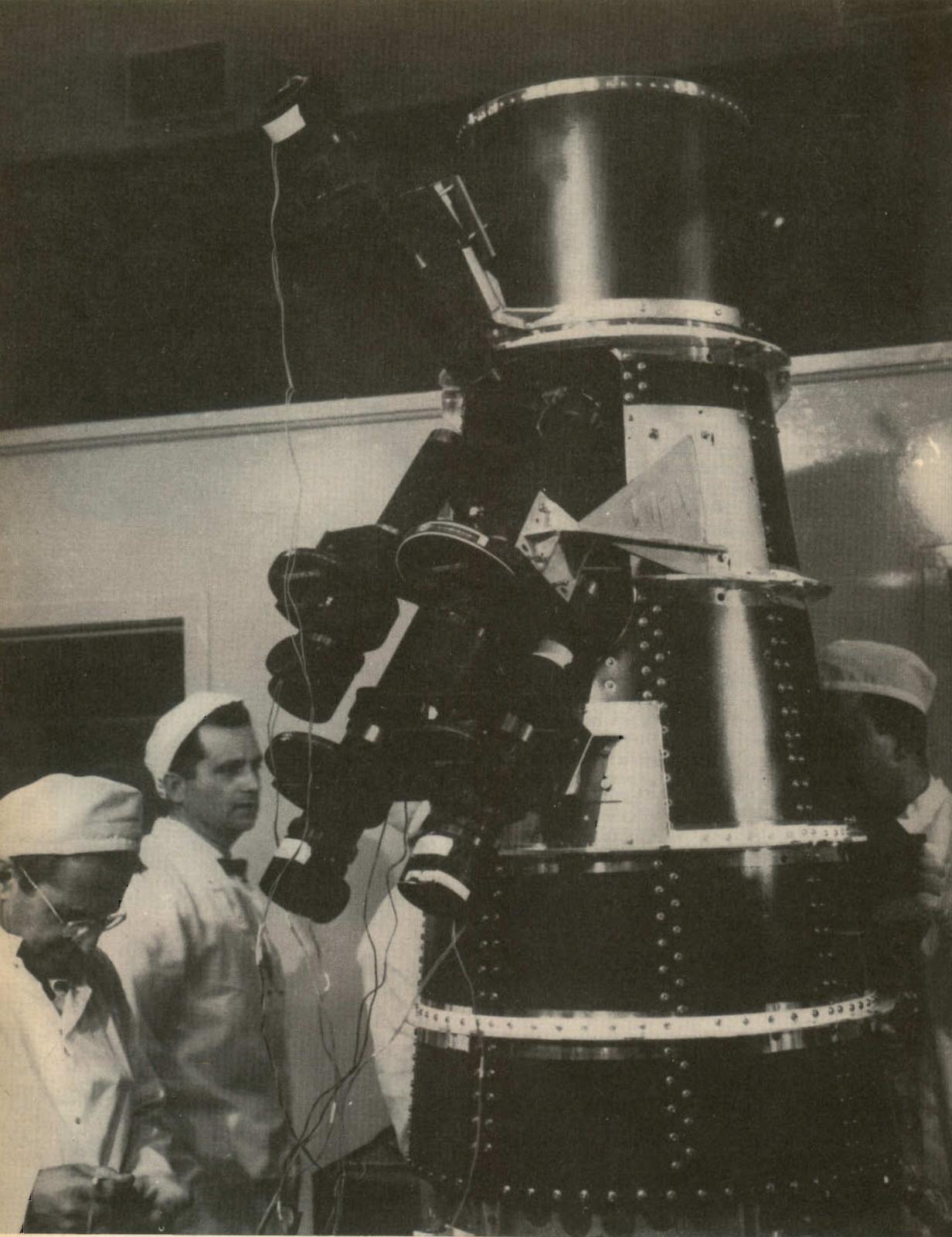
Descrizione a pag. 509 di Selezione Radio-TV N. 4/1964.

Prezzo netto L. 21.500

SM/5007

SCATOLA di montaggio per la realizzazione di un amplificatore stereofonico di alto rendimento. Stadi di preamplificazione e amplificazione a due canali. Uscita indistorta 10 W (5 W per canale). Campo di frequenza 50 ÷ 13.000 Hz. Valvole impiegate: 2xECC83-2xEL84-EZ80.

Descrizione a pag. 277 di Selezione Radio-TV N. 2/1964.

Prezzo netto L. 25.900

I tecnici della NASA a Cape Kennedy effettuano gli ultimi controlli delle telecamere piazzate a bordo del « Ranger VI » alla vigilia del lancio del veicolo.

IL RANGER VI

6 OCCHI PUNTATI SULLA LUNA

A ventiquattr'ore di distanza dal perfetto collaudo orbitale del quinto prototipo a dimensioni ridotte del gigantesco razzo « Saturn », destinato a gettare un ponte attraverso lo spazio in direzione della Luna entro gli anni '60, un nuovo esperimento spaziale statunitense è stato effettuato a Cape Kennedy il 30 gennaio dall'Ente Nazionale Aeronautico e Spaziale (NASA) allo scopo di completare una parte del gigantesco mosaico di conoscenze scientifiche che consentirà a due astronauti americani di scendere sulla Luna senza inconvenienti.

Si tratta del lancio in direzione del satellite naturale della Terra di un veicolo « Ranger VI ». La parte iniziale dell'impresa è stata portata a termine con ottimi risultati per mezzo di un razzo a due stadi « Atlas-Agena » attraverso una complessa operazione in due fasi, nel corso della quale il veicolo d'osservazione lunare è entrato in un'orbita di « parcheggio » intorno alla Terra e poi, raggiunta la posizione più favorevole è stato « sparato » in direzione della Luna.

Il nuovo veicolo della NASA è un perfezionato e complicato strumento di 384 chili che dispone, tra le altre apparecchiature per rilevamenti scientifici lungo il percorso tra la Terra e la Luna, di sei telecamere.

I programmi spaziali statunitensi prevedono quattro lanci del genere entro il 1964, oltre al lancio sperimentale del primo « Surveyor », il veicolo destinato a calarsi sulla Luna per approfondire molte cognizioni sulla sua superficie.

Questo importante tentativo sarà effettuato se sarà pronto il vettore « Centaur », il cui secondo stadio, come è noto, è alimentato dall'idrogeno liquido, il più potente propellente chimico per motori razzo.

Attraverso le immagini e le altre osservazioni a distanza ravvicinata, i « Ranger » dovranno risolvere gli interrogativi che da

secoli continuano ad appassionare astronomi e scienziati prima dell'invio sulla Luna di una pattuglia di astronauti americani. Le incognite alle quali il sesto ed i successivi « Ranger » cercheranno di dare una risposta esauriente sono parecchie, nonostante la costruzione negli ultimi anni di perfezionati radiotelescopi, accanto a giganteschi osservatori ottici, specialmente negli Stati Uniti. Ne citiamo solo alcuni, per dimostrare la complessità del compito che la NASA ha affidato alle diverse « generazioni » di veicoli automatici per l'osservazione della Luna, tra cui figurano, oltre agli attuali « Ranger », i « Surveyor » in fase di sviluppo e i « Voyager » in fase di progetto. Qual'è la composizione precisa della Luna, e, specialmente, della crosta? Vi sono grandi pianure dove l'uomo possa atterrare senza rischi? La superficie è radioattiva? Qual'è l'origine dei crateri lunari? Quali sono i valori precisi del campo gravitazionale? Quali sono le temperature alla superficie e al disotto dello strato superficiale? La Luna si è formata come la Terra?

Perchè tanto interesse nell'uomo per la Luna?

È il corpo astronomico più vicino alla Terra: 354.340 chilometri in corrispondenza del punto più prossimo. È relativamente facile da osservare, studiare e, almeno teoricamente, raggiungere.

La superficie della Terra e, probabilmente anche di Venere, Marte ed altri pianeti del sistema solare, è stata modificata dagli effetti erosivi dell'atmosfera e dei mari e dagli assestamenti geologici e sismici. Tuttavia, la Luna è priva di atmosfera e di corsi d'acqua. In tal modo è molto probabile che abbia conservato tracce evidenti degli avvenimenti trascorsi da milioni di anni a questa parte e possa presentarle in uno stato pressochè identico a quello esistente originariamente agli occhi di un eventuale esploratore terrestre.

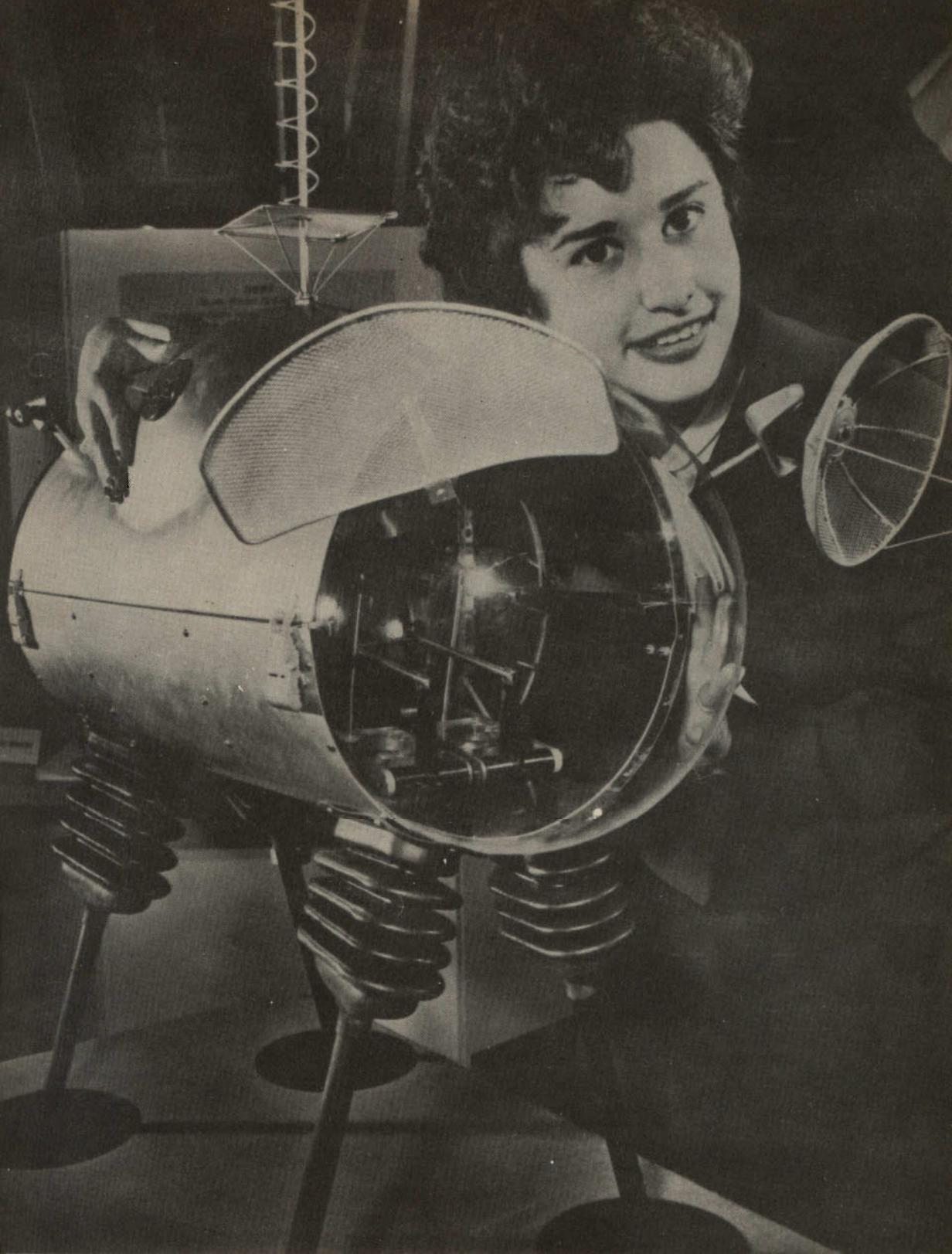
Questa prospettiva del ritrovamento di tracce remote in perfetto stato di conservazione è unica, quasi certamente, nel sistema solare.

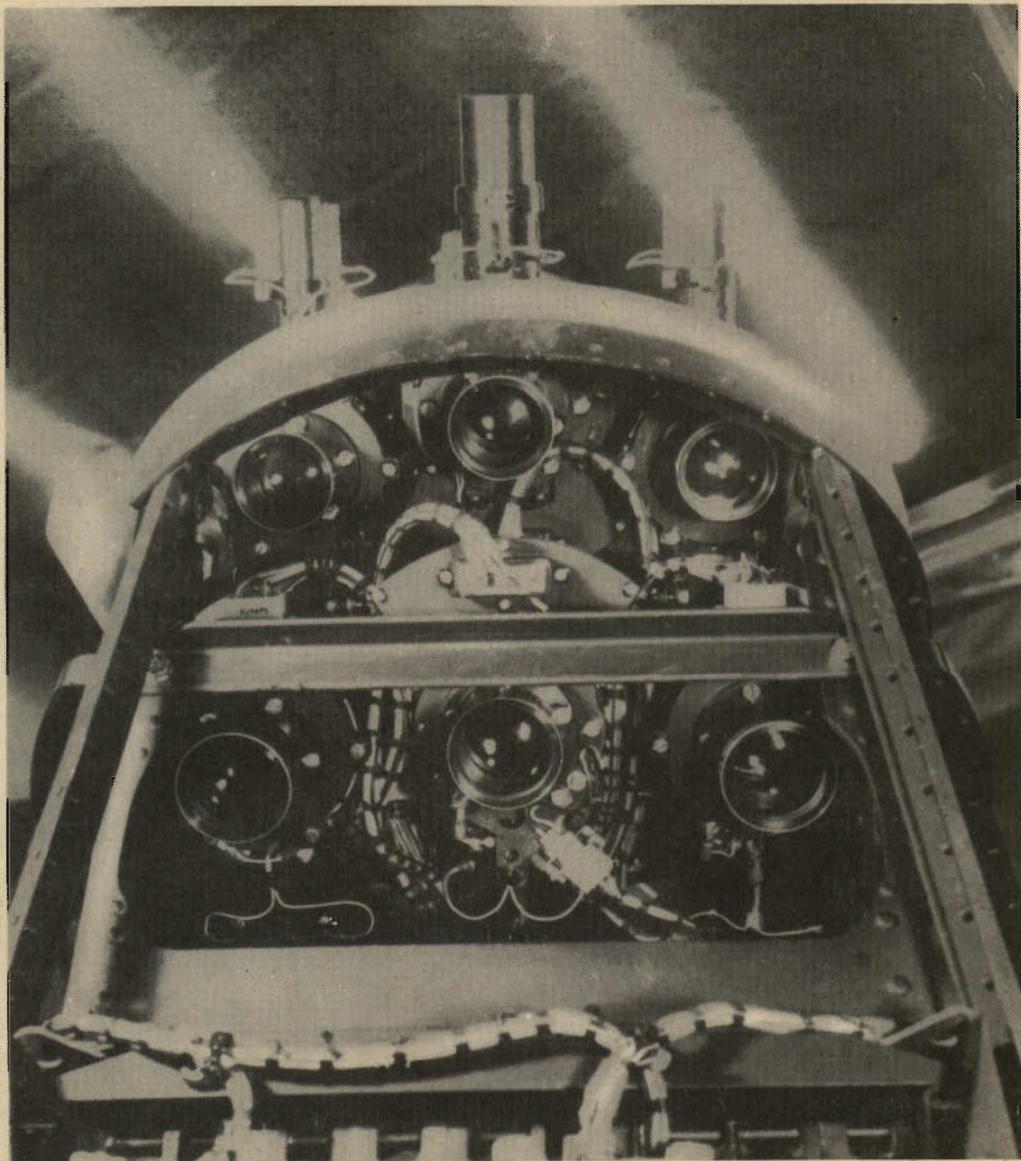
Le attuali informazioni sulla superficie lunare sono state messe insieme mediante osservazioni con apparecchiature ottiche, radar, radioelettriche e ad infrarossi. Tuttavia, vi sono considerevoli lacune che risultano in fase di interpretazione di questi dati. Ad esempio, non si ha la minima possibilità di confermare o smentire l'ipotesi di uno scienziato secondo cui la superficie lunare sarebbe coperta da un materiale poroso e inconsistente nel quale un veicolo proveniente dalla Terra potrebbe affondare irrimediabilmente con il suo carico umano.

Nonostante possa sembrare assurdo se si considera la larga disponibilità di giganteschi telescopi specialmente in America, la più precisa fotografia sinora ottenuta dagli osservatori terrestri non rivela alcun particolare più piccolo di un chilometro. Ove si pensi alle insidie che possono celarsi in un tratto di terreno lunare di dimensioni così cospicue quando vi si calerà il primo astronauta americano, si potrà apprezzare appieno il significato della missione che gli scienziati della NASA hanno affidato al « Ranger VI » e ai mezzi spaziali successivi. Veicoli del genere sono infatti in grado di riprendere circa 3.250 immagini della superficie lunare a distanza ravvicinata, durante la fase finale del volo, a partire da 1.500 chilometri circa dalla Luna.

Il « Ranger » comincia a riprendere fotogrammi che abbracciano una zona di circa 800 chilometri di lato. Naturalmente, mano a mano che il veicolo si avvicina alla Luna, le immagini dovrebbero finire per consentire agli scienziati di distinguere oggetti di un metro di diametro.

Le incognite dell'operazione di lancio sono tante e di così diversa natura che solo negli ultimissimi istanti si potrà sapere con certezza se la missione affidata ad un « Ranger » deve ritenersi completamente positiva. Ognuno di questi veicoli automatici d'osservazione a largo raggio è un prodigio di tecnica che è un brillante compromesso delle moltissime esigenze di un progetto di esplorazione spaziale estremamente complicato.

Le speranze di un successo sono legate ad un sottile filo di Arianna che, con i suoi potenti radiotelescopi nel deserto californiano, la Stazione di Goldstone si sfor-

Il « Lunar rover » o « Vagabondo lunare » è un congegno sperimentale per l'esplorazione della luna presentato alla mostra organizzata dall'American Rocket Society per lo « Space Flight Report to the Nation ». (Rapporto alla Nazione sul Volo spaziale), tenuto ultimamente al Coliseum di New York.

za di mantenere intatto lungo le centinaia di migliaia di chilometri della vertiginosa corsa del « Ranger » verso la Luna. Rifacendosi al passato, come nel caso del « Mariner II » diretto nel 1962 verso Venere per la più ardita impresa spaziale e scientifica di tutta la storia dell'astronautica, si può essere certi comunque che in queste avventurose incursioni negli spazi aperti, gli « occhi » e le « orecchie » dei veicoli spaziali saranno meno sensibili ed attenti di quelli che ci ha dato madre natura, ma sono certamente i mezzi più adatti a varcare senza danni l'infido « oceano » che separa la Terra dal resto dell'universo e a darci un quadro esatto di quello che ci attende quando l'uomo farà il gran passo.

Le sei telecamere sistemate a bordo del « Ranger VI »: quattro macchine riprendono immagini sovrapposte sui bordi nella fase di avvicinamento alla Luna, mentre le altre due telecamere, angolate di 30 gradi verso l'esterno, fotografano la stessa zona di superficie lunare con obiettivi grandangolari.

RADIOCOMANDI

LE FREQUENZE DI RISONANZA DEI "BANCHI A LAMINE VIBRANTI" MULTICANALI

Dal momento che il relé a lamine vibranti ha raggiunto un grado di perfezionamento tale da poter essere considerato come un componente caratterizzato da una perfetta sicurezza di funzionamento, e che il tipo di ricevitore a canali multipli che viene normalmente scelto comprende normalmente più di quattro canali distinti per l'invio di segnali, ossia di « frequenze acustiche di modulazione » (tenendo presente che, a questo punto, i circuiti a filtro selettivo tendono a diventare troppo ingombranti e costosi nei confronti degli impieghi generici), sorge un'altra difficoltà da superare.

Alla continua ricerca di perfezionamenti e di un aumento della sicurezza di funzionamento, i costruttori di ricevitori per radio-comando continuano a produrre o ad adottare nuovi dispositivi a lamine vibranti. La gamma di responso alla frequenza di ogni nuovo relé a lamine può essere totalmente differente da quella del tipo adottato in origine. Da ciò deriva il fatto che il trasmettitore, di tipo standard, non può più essere sintonizzato sulle frequenze singole di risonanza delle diverse lamine, senza la sostituzione di alcuni componenti con altri di diverso valore nei circuiti che determinano la frequenza dei segnali di modulazione.

È pertanto ovvio che, se non si conoscono a priori i valori esatti delle frequenze di risonanza presentate da ogni singola lamina, non si ha a disposizione un logico punto di partenza per provvedere alle necessarie modifiche.

Le frequenze di risonanza delle lamine che vengono scelte comunemente corrispondono, grosso modo, alle note fondamentali della gamma centrale della tastiera di un pianoforte. È necessario che tutte le frequenze individuali che corrispondono a quelle di risonanza delle lamine siano comprese entro un'ottava. L'intervallo tra di esse può essere lineare (ossia con un eguale intervallo tra le diverse frequenze), il che — in teoria — può essere ottenuto tagliando le punte delle lamine ad angolo retto rispetto all'asse longitudinale, mantenendo costante la variazione progressiva di lunghezza, oppure tagliando le punte delle lamine con un certo angolo, mediante un apposito tronchesino a taglio diritto; diversamente, l'intervallo può avere un anda-

TABELLA I - Frequenza di risonanza dei banchi a lamine vibranti

	Lamella N°									
Banchi tipo	**10**	**9**	**8**	**7**	**6**	**5**	**4**	**3**	**2**	**1**
E. D.			260	300	340	370	400	430	460	490
R. E. P.	245	275	305	335	355	380	405	435	465	500
DEANS			240	262	282	308	338	360	383	435
MEDCO	314	356	383	415	450	478	505	545	582	610
BRAMCO			390							520
MIN-X			310							545

mento nominalmente logaritmico, limitando la lunghezza delle lamine secondo una curva esponenziale.

Nella pratica — tuttavia — le differenze effettivamente risultanti possono essere anche un po' più « a casaccio » che non quelle considerate da un punto di vista strettamente teorico. Oltre a ciò, può verificarsi l'opportunità di stabilire volutamente un aumento dello scarto di frequenza tra le frequenze di risonanza delle singole lamine, in una determinata parte del banco di lamine (in genere, ciò è utile dal lato delle lamine più lunghe, corrispondenti naturalmente alle frequenze più basse).

Nella tabella sono elencati alcuni valori tipici di frequenze riscontrate o nominali, relative ad alcuni relé a lamine vibranti multiple (banchi di lamine), reperibili in commercio. Si noterà che sussiste una notevole differenza tra i valori che delimitano l'intera gamma delle frequenza per ogni tipo, il che — ovviamente — implica differenze altrettanto notevoli nei valori dei componenti corrispondenti ai circuiti sintonizzati che producono le relative frequenze di risonanza, (ossia, in seno al trasmettitore).

Sotto questo aspetto, il banco di lamine (o relé a lamine vibranti) del tipo « Deans » — ad esempio — è caratterizzato da una gamma di frequenze compresa tra 240 e 435 Hz, e queste caratteristiche costituivano uno « standard », fino ad un'epoca relativamente recente, per i ricevitori a canali multipli del tipo « Orbit ».

I ricevitori « Orbit » di ultimo tipo impiegano attualmente i relé a lamine vibranti del tipo « Medco », i quali presentano una gamma di frequenze compresa invece tra 314 e 610 Hz. Tale gamma è talmente più ampia, che ben pochi dei dieci circuiti sintonizzati inclusi nel trasmettitore « Orbit » a dieci canali corrispondono ad una qualsiasi delle lamine del relé « Medco » (normalmente, le frequenze che corrispondono sono in realtà all'incirca tre, e le loro posizioni sono tutt'altro che standard).

La possibilità di regolazione della frequenza consentita dai potenziometri di messa a punto presenti nel trasmettitore è solitamente assai limitata. Appare perciò subito evidente che si otterrebbe un immediato vantaggio se ciascun potenziometro avesse caratteristiche tali da consentire la regolazione della frequenza su qualsiasi valore compreso nella gamma entro la quale si trovano le frequenze di risonanza delle diverse lamine presenti sul relé.

Se non altro, ciò metterebbe chi usa il dispositivo in grado di stabilire la posizione delle diverse frequenze di modulazione entro la gamma, nell'ordine da lui scelto, anzichè secondo la scala di variazione predisposta dal costruttore (il che — inoltre — impone virtualmente l'impiego dei singoli contatti delle lamine in un modo specifico per ogni singolo servizio di utilizzazione).

In pratica, tuttavia, se la gamma di sintonia consentita dal potenziometro è eccessivamente ampia, si presentano difficoltà di tutti i generi. La sintonia su di un valore esatto di frequenze diventa in-

fatti troppo critica (e può essere notevolmente instabile, se accade che il potenziometro presenti una certa « rumorosità »): oltre a ciò, il fattore di merito « Q » del circuito sintonizzato può esserne influenzato in modo controproducente, e ridotto ad un valore marginale, a causa dell'ammontare del valore resistivo che sussiste in una determinata posizione della messa a punto.

Di conseguenza, i circuiti singoli dei diversi potenziometri vengono realizzati in modo che ciascuno di essi possa essere regolato soltanto su di una parte assai limitata della gamma di frequenze.

In ogni circuito singolo di modulazione (del trasmettitore) degli apparecchi del tipo « Orbit », si fa uso di condensatori

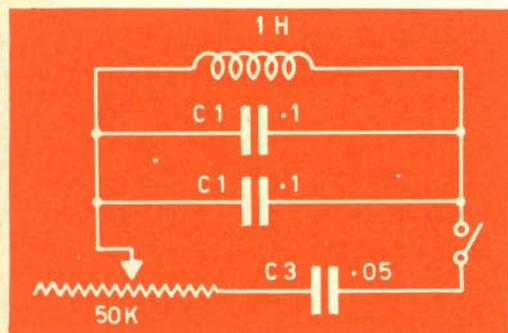



Fig. 1

collegati in parallelo ad induttanze di valore fisso, così come è illustrato alla figura 1. In tal caso, la resistenza variabile (costituita dal potenziometro da 50.000 ohm), permette in pratica di inserire nel circuito il condensatore C3, oppure di escluderlo dal circuito stesso. Quando esso è predisposto in modo da presentare una resistenza di valore pari a zero, il condensatore C3 risulta praticamente collegato in parallelo al circuito; la capacità totale (costituita dalla somma delle tre capacità tra loro in parallelo) assume pertanto il valore massimo, e la frequenza di risonanza dell'intero circuito accordato ha perciò il valore più basso. Quando invece il potenziometro viene predisposto in modo da presentare il suo massimo valore di resistenza, pari a 50.000 ohm, il condensatore C3 viene ad essere virtualmente escluso dal circuito, per cui il valore totale della capacità effettivamente risultante in parallelo all'induttanza viene ad essere costituito esclusivamente dalla somma dei valori di C1 e di C2.

Se si fa uso dei valori tipici dei componenti riportati nel circuito di figura 1, e si calcola la frequenza di risonanza del circuito stesso mediante la nota formula convenzionale

$$\text{frequenza} = \frac{1}{2\,\pi\,\sqrt{LC}}$$

nella quale

L = valore di induttanza espresso in henry

C = valore di capacità espresso in farad

si ha che:

— Col potenziometro predisposto sul valore resistivo pari a zero, la frequenza del segnale prodotto è pari a 318 Hz.

— Col potenziometro predisposto in modo che il suo valore resistivo sia pari al massimo (50.000 ohm), la frequenza del segnale prodotto è pari a 356 Hz.

Un siffatto controllo di sintonia, pertanto, risulterebbe adatto a regolare la frequenza del segnale in modo da corrispondere a quella di una lamina la cui frequenza naturale di risonanza sia più o meno pari al valore centrale della gamma di variazione, ossia pari all'incirca a 340 Hz: ciò corrisponde alla quinta lamina di un relé del tipo « Deans ».

Analogamente, nei confronti del secondo circuito sintonizzato illustrato alla figura 2, la gamma teorica di sintonia è compresa tra 400 e 500 Hz, ed è adatta quindi ad ottenere la sintonia sulla lamina N° 8.

Occorre però tener conto del fatto che questi sono calcoli esclusivamente teorici. La gamma che viene effettivamente ottenuta, in pratica subisce delle alterazioni a causa delle variazioni dei valori effettivi

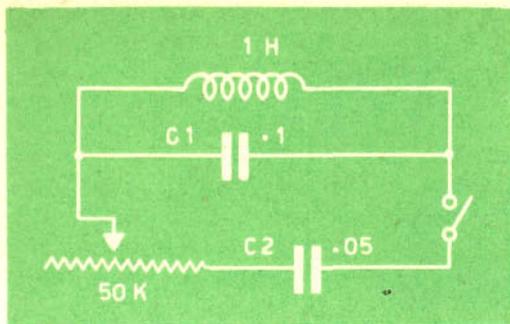



Fig. 2

dei componenti adottati. Di conseguenza, la gamma di sintonia ottenibile può essere più ampia o più ristretta, e persino notevolmente spostata in un senso o nell'altro (ossia verso le frequenze maggiori o minori).

Dal momento che — di solito — i valori dei componenti che costituiscono i circuiti accordati per la determinazione delle frequenze di modulazione vengono stabiliti col metodo sperimentale (ossia vengono determinati per tentativi), può accadere — e sfortunatamente accade spesso — che la frequenza di sintonia relativa ad un determinato potenziometro di regolazione, venga a trovarsi esattamente al limite della gamma. Ciò non è necessariamente un inconveniente, se la regolazione del potenziometro corrisponde ad un valore minimo di resistenza, e se è possibile ottenere la sintonia critica in modo tale da permettere in ogni istante un efficace responso da parte della lamina vibrante.

La tecnica di messa a punto della frequenza del segnale sulla frequenza di risonanza della lamina non consiste semplicemente nel produrre il segnale e nel regolare il potenziometro finchè la lamina viene influenzata ed inizia a vibrare con la massima ampiezza. Infatti, se il segnale viene successivamente interrotto ed inserito immediatamente dopo con la medesima regolazione del potenziometro che ne controlla la frequenza, è assai probabile che la lamina non entri affatto in vibrazione quando il segnale viene trasmesso la seconda volta. Solitamente, si procede tenendo in funzione il circuito che produce il segnale corrispondente, e diminuendo gradatamente la frequenza finchè la lamina che si desidera mettere in vibrazione inizia a vibrare, chiudendo il contatto ad essa riferito. In genere, si adotta un punto corrispondente ad una frequenza lievemente inferiore, al fine di assicurare un responso efficace alle successive applicazioni del segnale. Questa procedura, tuttavia, costituisce più una tecnica di sintonizzazione che non una tecnica di progettazione del circuito.

La tabella II è stata calcolata per fornire un riferimento arbitrario agli effetti dei valori da attribuire alle capacità, e necessari in un circuito del tipo « Orbit », come quello illustrato alla fig. 3, nel quale viene impiegata un'induttanza del valore di 1 henry. C1 rappresenta il valore della capacità fissa (costituita da uno o più condensatori di valore standard, collegati tra

TABELLA II

Frequenza	C1 per sintonizzarsi sulla freq. più alta (R = O) C1 e C2 per sintonizzars sulla frequenza più bassa (R = 50 K)
220 cps.	.525
230 »	.48
240 »	.44
250 »	.405
260 »	.375
280 »	.324
310 »	.28
320 »	.25
340 »	.22
360 »	.195
380 »	.175
400 »	.158
420 »	.144
440 »	.131
460 »	.11
480 »	.1015
500 »	.094
520 »	.12
540 »	.087
560 »	.081
580 »	.075
600 »	.07
620 »	.066

Valore approssimato in MF.

Fig. 3

loro in parallelo, per cui il valore capacitivo risultante equivale alla somma delle diverse capacità usate). Ne deriva che i valori da attribuire alla capacità C2 sono invece in stretta relazione con la gamma di sintonia relativa anche alla variazione di resistenza consentita dal potenziometro da 50.000 ohm.

Per ottenere le condizioni di funzionamento necessarie in pratica, è necessario semplicemente tener presente che il valore più elevato della frequenza prodotta dal circuito viene ottenuto quando C2 è in condizioni tali da non far parte del circuito oscillante. È dunque logico che, per spostare la gamma delle frequenze di sintonia lungo l'intero spettro delle frequenze utili, è necessario alterare il valore della capacità contraddistinta dalla sigla C1.

Se quest'ultimo valore viene aumentato, (ossia se si collega in parallelo ad esso un'altra capacità di valore fisso), si otterrà una diminuzione del valore più alto della frequenza sulla quale è possibile ottenere la sintonia, e viceversa.

Le frequenze individuali — per così dire — delle lamine vibranti possono essere determinate confrontando il suono da esse prodotto con le note fornite da un pianoforte, il che può essere eseguito con una certa precisione, a meno che l'operatore non abbia una scarsissima sensibilità nei confronti dell'intonazione delle diverse note (ossia nel caso di una persona completamente « stonata »).

La figura 4 illustra una tastiera comune per pianoforte sulla quale sono riportati

Fig. 4 - Tastiera di pianoforte sulla quale sono indicate le frequenze, espresse in Hz, delle varie note. In tal modo, per confronto acustico, è possibile effettuare la taratura di un qualsiasi banco di lamelle vibranti.

anche i valori di frequenza corrispondenti alle diverse note.

In realtà, non si può affermare che il metodo or ora suggerito sia perfettamente conforme alle esigenze effettive; tuttavia — ove non siano disponibili le necessarie apparecchiature di misura per stabilire con esattezza i diversi valori di frequenza — questo metodo permette di regolare la nota che fa entrare la lamina in stato di vibrazione, sul valore esatto, con una approssimazione di 10 Hz in più o in meno, e — in determinati casi — con approssimazione ancora migliore.

Riportiamo ora un esempio di calcolo per un circuito del tipo illustrato alla figura 1.

Supponiamo che la frequenza di risonanza della lamina che deve essere messa in vibrazione sia pari a 340 Hz. In tal caso, è ovvio che il circuito accordato che deve produrre la frequenza corrispondente debba poter essere sintonizzato sulla gamma di frequenze compresa tra 320 Hz (quando la resistenza del potenziometro è pari a 0) e 360 Hz (quando il valore della resistenza del potenziometro è massimo, ossia pari a 50.000 ohm).

Dalla tabella II apprendiamo che:

il valore di C1 per la frequenza di 360 Hz è = 0,195;

il valore di C1 + C2 per la frequenza di 360 Hz = 0,25.

Di conseguenza, i valori più adatti per la realizzazione pratica saranno: C1 = 0,2, e C1 + C2 = 0,25 (per cui C2 = 0,05).

Dalla tabella III possiamo inoltre stabilire a priori quali saranno le probabili caratteristiche effettive di funzionamento.

Valore massimo di C1 = 0,24 (corrispondente alle frequenza massima di 324 Hz).

Valore minimo di C1 = 0,16 (corrispondente alle frequenza massima di 397 Hz).

Di conseguenza, anzichè provocare la sintonia sul valore massimo della frequenza di 360 Hz, il valore di frequenza effettivamente raggiunto potrà essere uno qualsiasi dei valori compresi tra 324 e 397 Hz.

C1 max + C2 max = 0,30 - corrispondente alle frequenza minima di 290 Hz;

C1 max + C2 min = 0,28 - corrispondente alle frequenza minima di 300 Hz;

C1 min + C2 max = 0,22 - corrispondente alle frequenza minima di 339 Hz;

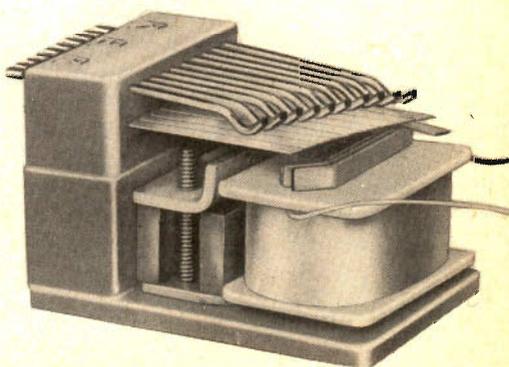
C1 min + C2 min = 0,20 - corrispondente alle frequenza minima di 354 Hz.

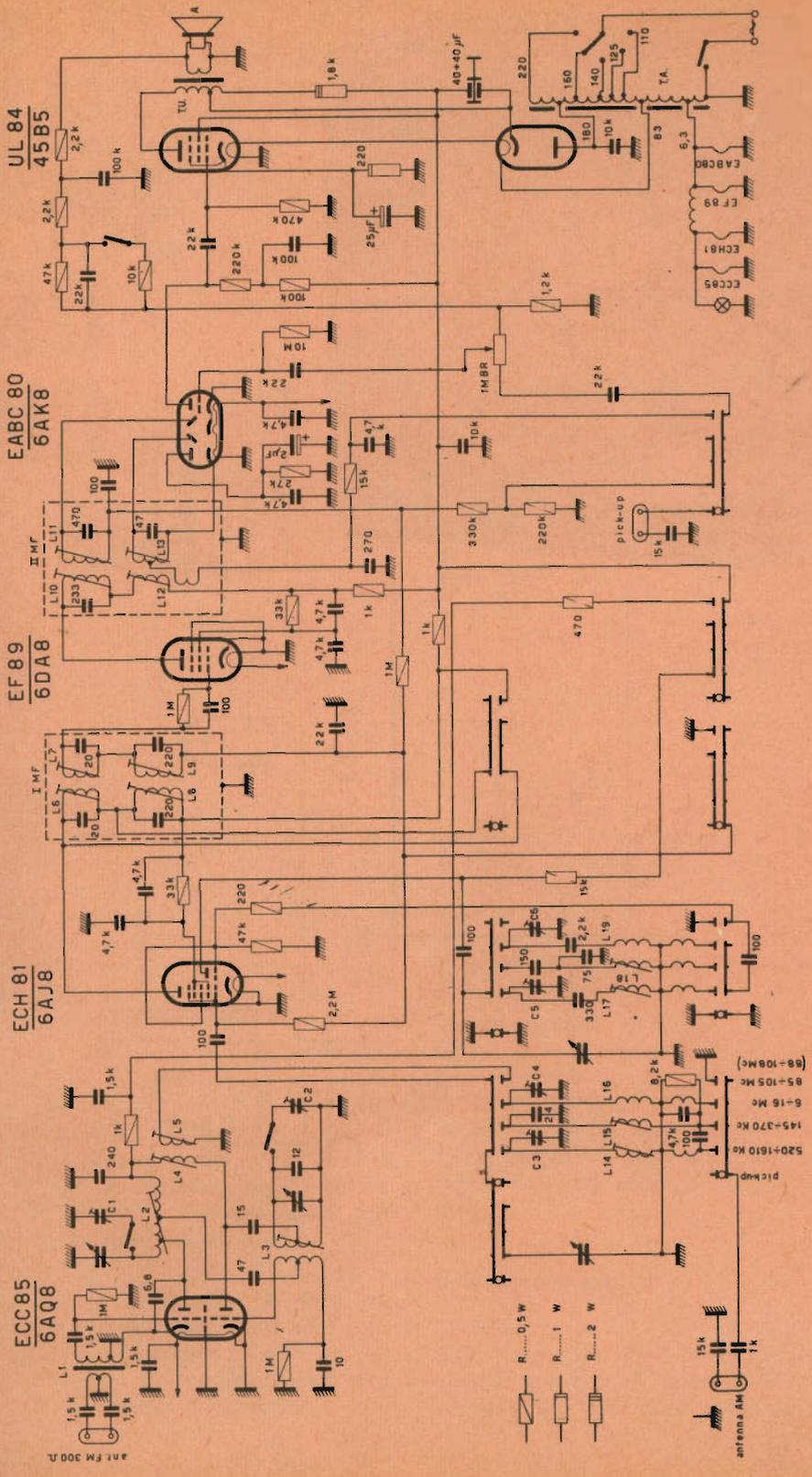
Di conseguenza, anzichè regolare la sintonia su di un valore minimo della frequenza di 320 Hz, il valore ottenuto in pratica può essere uno qualsiasi compreso tra 290 e 354 Hz.

In tal caso, è ovvia la necessità di ricorrere al cosiddetto sistema sperimentale, ossia di cercare di ottenere il valore esatto, per tentativi.

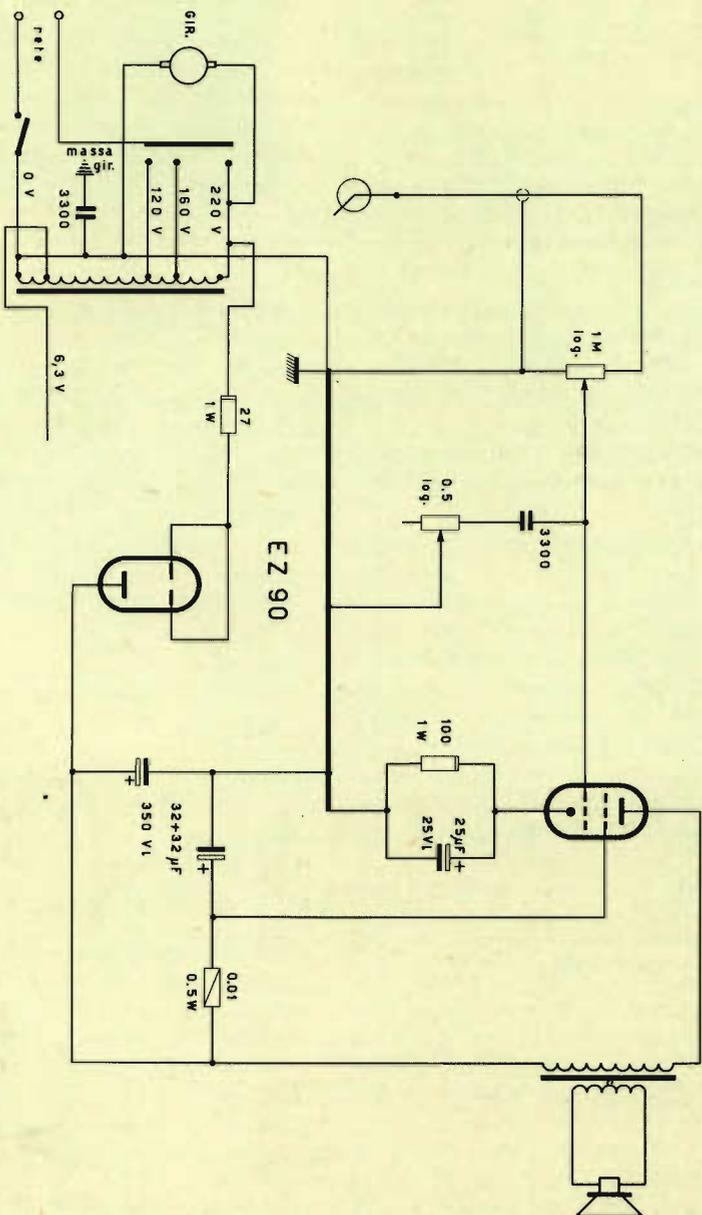
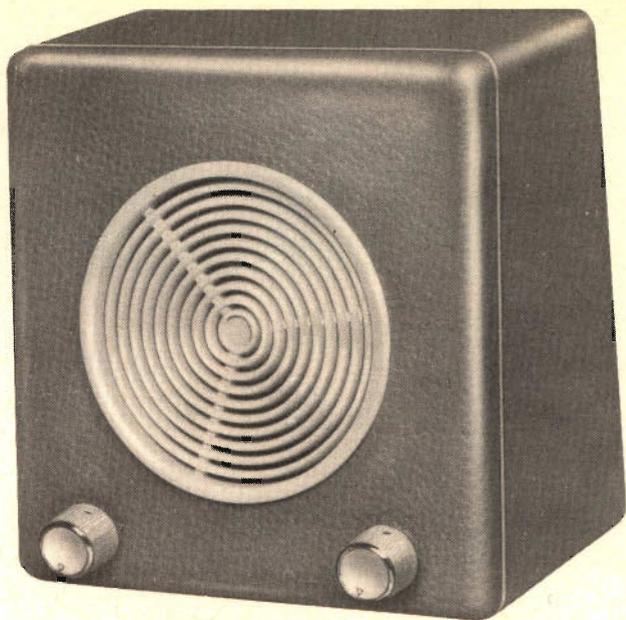
TABELLA III

Nominale	Max.	Min.
.01	.012	.008
.02	.024	.016
.03	.036	.024
.04	.048	.032
.05	.06	.04
.1	.12	.08
.2	.24	.16
.25	.30	.20
.5	.6	.4

Valori pratici di capacità con tolleranza ± 20%

Vista del relais.

SCHEMARIO GBC elettronica

Radioricevitore supereterodina per FM/OL/OM/OC/Fono FM/6 "Saloon".

SCHEMARIO

Fonovaligia FV/5 " Olympic ".

IL METRONOMO

Questo apparecchio, funzionante completamente a transistori, è senz'altro economico se si pensa che ha le medesime caratteristiche del metronomo tradizionale a pendolo il quale, necessitando di un movimento ad orologeria perfetto e di una cassa acustica in legno pregiato, non è certo alla portata di tutte le borse.

Il nostro metronomo è completamente portatile: l'alimentazione è garantita da due pile da 4,5 Volt collegate in serie, per un totale di 9 Volt: il consumo è limitatissimo. Inoltre, cosa impossibile nei comuni metronomi, il volume dei segnali è regolabile a piacere con un apposito potenziometro.

La frequenza del battito va da 20 a 120 colpi circa al minuto: il musicista comunque sa benissimo come utilizzare questa gamma di frequenze per lo studio o l'esecuzione di qualsiasi brano musicale, anche di tempo differente.

Vogliamo poi aggiungere che l'uso di questo metronomo non è limitato al solo campo musicale: sostituendo per esempio all' altoparlante un relais adatto, si avrà la possibilità di chiudere o interrompere ritmicamente un qualsiasi circuito, anche di potenza, con infinite applicazioni.

I componenti impiegati sono: tre transistori, due potenziometri, un altoparlantino con relativo contenitore, tre resistenze e un condensatore; come per tutti i nostri montaggi, anche questo è su circuito stampato; garanzia quindi di funzionamento ed estrema facilità di assiemaggio.

Il funzionamento

I transistori OC 139 (di tipo NPN) e OC 71 (di tipo PNP) sono impiegati nel circuito elettrico di figura 1 in modo da formare un transistore composto di tipo

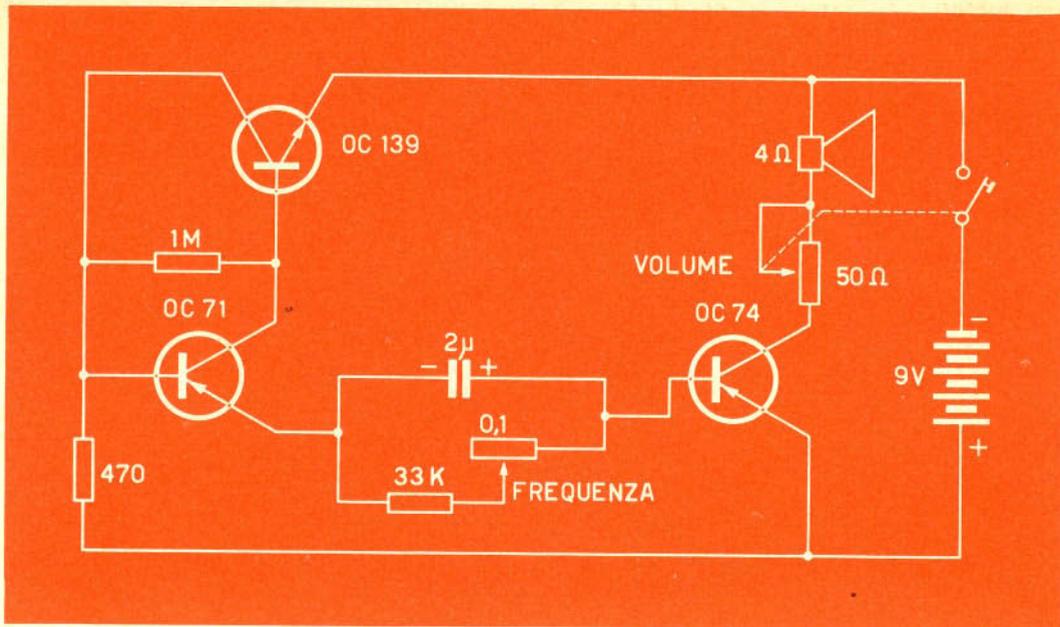



Fig. 1 - Schema elettrico del metronomo a transistori. Il condensatore da 2 μF ha una tensione di lavoro di 12 Volt; tutte le resistenze sono da ½ W.

PNP con un guadagno di corrente, in collegamento base comune, superiore all'unità.

Questo transistore composto funziona come un interruttore che si apre quando la tensione sul condensatore da 2 μF ha raggiunto un valore molto prossimo a quello massimo.

Il suddetto condensatore si carica attraverso la resistenza di base dell'OC 74 e del transistore composto OC 71/OC 139.

L'andamento della corrente di carica e scarica del condensatore ha la forma oscillografica del classico dente di sega: questo segnale pilota il transistore OC 74 che, collegato ad emettitore comune, ha come carico di collettore l'altoparlantino magnetodinamico.

In serie vi è il potenziometro da 50 ohm a filo per limitare la corrente di collettore e quindi attutire il battito nell'altoparlante. La regolazione della frequenza avviene invece agendo sul potenziometro da 100 Kohm collegato in serie alla resistenza da 33 Kohm.

Variando il valore di quest'ultima, o del condensatore da 2 μF, si può spostare a piacere la gamma di frequenza del metronomo. Con i valori indicati, ripetiamo, si ottengono da 20 a 120 battute circa al minuto.

Il transistore OC 71 può essere sostituito con un qualsiasi tipo per bassa frequenza che presenti un guadagno di corrente ad emettitore comune di almeno 20, e possa funzionare con una tensione di collettore di 10 Volt; al posto dell'OC 139 si può impiegare un altro transistore, sempre di tipo NPN, con un guadagno di corrente superiore a 45 e tensione collettore uguale o superiore a 10 Volt.

Il transistore OC 74 può essere rimpiazzato da un qualsiasi tipo PNP.

La sostituzione di uno o di tutti i transistori può alterare la frequenza del metronomo: in questo caso agire sul valore della resistenza da 33 Kohm, sul potenziometro da 100 Kohm e sul condensatore da 2 μF, per tentativi.

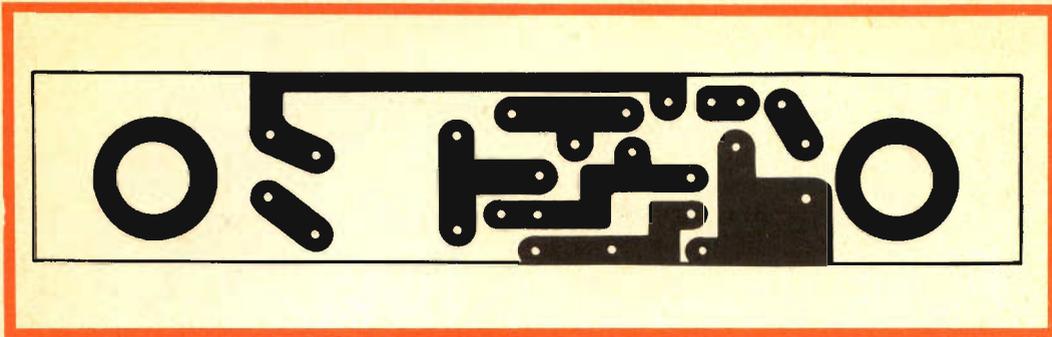



Fig. 2 - Circuito stampato in scala 1 : 1. Può essere copiato sovrapponendo la pagina della rivista alla lastra di bakelite ramata.

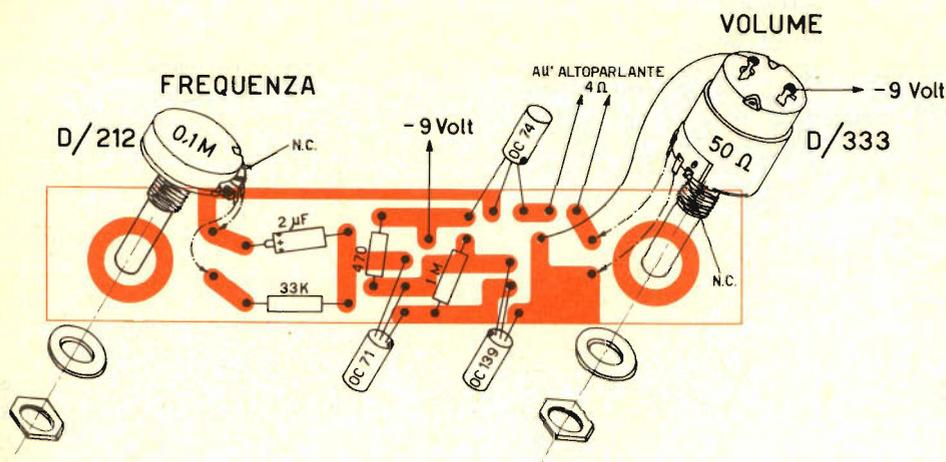



Fig. 3 - Disposizione delle singole parti sul circuito stampato.

La realizzazione

Parlando di costruzione ci riferiamo all'approntamento del circuito stampato riprodotto in grandezza naturale dalla figura 2. Fatto ciò il metronomo può considerarsi belle pronto a scandirci, preciso e inesorabile, il tempo. Come costruirsi questo circuito, è stato più volte illustrato su questa visita, non vale quindi la pena di ripetersi: ricorderemo soltanto che esso può essere facilmente costruito dall'amatore impiegando la trousse « Print-Kit » della G.B.C. che contiene tutto il necessario per la realizzazione.

Montare i vari componenti sul circuito, seguendo lo schema pratico di fig. 3, è un gioco da ragazzi. Come sempre fare le saldature con calma, senza usare pasta-salda, e con un saldatore a punta

sottile e calda. Non soffermarsi più del necessario sui fili dei transistori o su altre parti che dal calore potrebbero risultare seriamente danneggiate, e prestare attenzione nel collegare il condensatore da 2 μF con la giusta polarità e i tre transistori nell'esatta successione emettitore, base, collettore: quest' ultimo, ma ormai lo sanno tutti, è contraddistinto da un puntino rosso. Dal circuito stampato dovranno uscire:

— 2 fili per collegare l'altoparlante;

— 1 filo da portare alla pila da 9 Volt (2 x 4,5 Volt);

— 1 filo da saldare a un capo dell'interruttore posto sul potenziometro da 50 ohm.

I due potenziometri, oltre che per le saldature, saranno fissati al circuito stampato tramite ranelle e dadi.

Con due viti a legno fissare l'altoparlantino nella cassettina, esattamente al centro, come mostra la fotografia di fig. 5.

Sempre nella cassettina eseguire nel lato inferiore, sotto l'altoparlante, due fo-

ELENCC MATERIALE

Descrizione	N. G.B.C.	Prezzo listino
Circuito stampato	vedi testo	
Transistore	OC 139	1.550
Transistore	OC 71	1.020
Transistore	OC 74	1.200
Resistenza 1 MΩ ½ W.	D/32	18
Resistenza 470 Ω ½ W	D/32	18
Resistenza 33 KΩ ½ W	D/32	18
Condensatore 2 μF 12 V	B/335	80
Potenziometro 0,1 M Lineare	D/212	330
Potenziometro 50 Ω a filo con interruttore	D/333	1.790
Altoparlante	A/1	1.040
Cassetta	A/561	1.400
2 manopole	F/58-2	84
2 batterie	I/310	—
Portabatterie	G/280	250

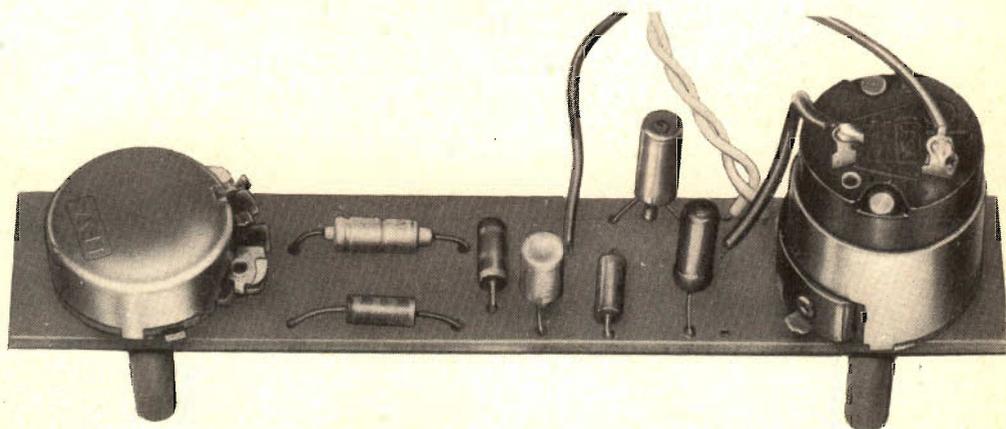



Fig. 4 - Metronomo a transistori: il pannellino con il circuito stampato completamente montato e pronto per essere fissato nella cassetta A/561. Non occorre alcuna vite o morsetto: basterà dall'esterno fissare le due manopole sugli assi dei potenziometri.

ri attraverso i quali passino i perni dei potenziometri: una volta che dall'esterno siano ben serrate le manopole, il circuito stampato risulterà perfettamente fissato alla cassettina senza bisogno di usare viti o graffette.

Il contenitore con le due pile da 4,5 Volt sta benissimo nell'interno, senza alcun fissaggio particolare; con un cartoncino si potrà anche chiudere, volendo, il retro della cassettina.

Per rendere poi più pratico l'impiego del metronomo, è opportuno predisporre una graduazione, anche rudimentale, in corrispondenza del comando che varia la frequenza dei battiti.

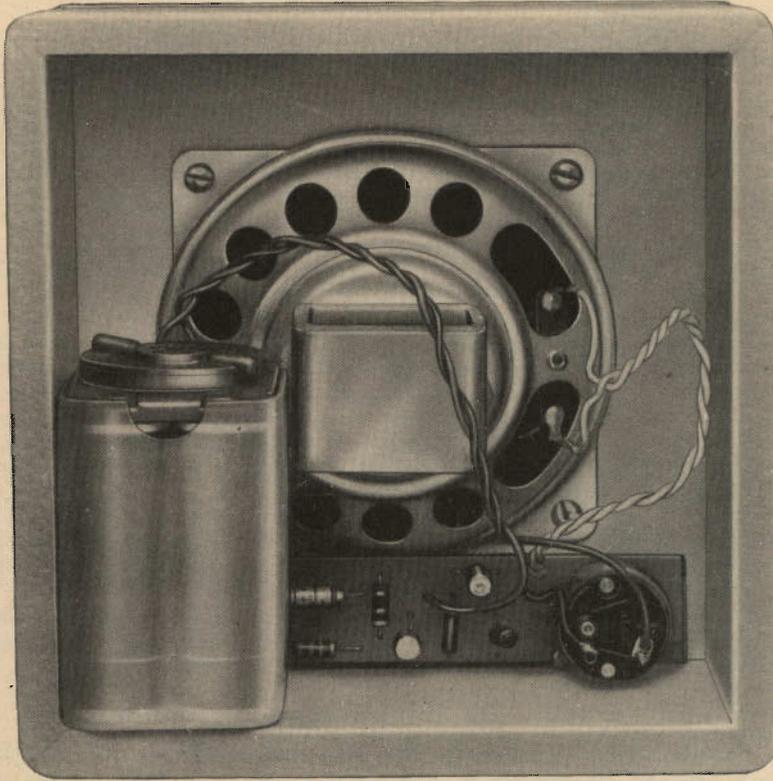



Fig. 5 - Il metronomo visto internamente: non contiene alcun pendolo o altro aggeggio meccanico, come si potrebbe credere sentendolo funzionare!

HOUSTON (Texas) - Non vi sarà nessuna ombra di barba sulle guance degli astronauti nei pomeriggi trascorsi in viaggio o sulla Luna.
I tecnici del Centro Veicoli Spaziali Pilotati della NASA stanno infatti esaminando un apparecchio che non soltanto consentirà agli astronauti di radersi, ma anche di eliminare di volta in volta i peli privi di peso, impedendo ad essi di galleggiare liberamente entro i veicoli spaziali. Il rasoio-aspirapolvere è azionato da un motore a turbina messo in moto dal vuoto esistente fuori del veicolo spaziale. L'apparecchio è stato realizzato, in vista del suo eventuale impiego sulle astronavi della NASA, dalla Shav-Air International, di Charlotte, North Carolina.

NOTIZIE TECNICHE DAL MONDO

Lo sviluppo di una nuova resina policarbonata dotata di proprietà dielettriche eccezionali e l'impiego di un metodo perfezionato di fabbricazione, hanno permesso di ottenere una serie di nuovi condensatori formati da nastri di pellicole di policarbonato metallizzato: condensatori che presentano caratteristiche di basse perdite, simili a quelle dei condensatori a mica o di polietilene, ma che sono di dimensioni molto più piccole e possono funzionare entro un più vasto campo di temperatura.

Questi condensatori, da 50 V, sono « autocicatrizzanti » e, poichè conservano soltanto una piccola carica residua (dallo 0,005% allo 0,009%) si prestano molto bene per l'impiego nei calcolatori analogici. Inoltre, le loro piccole dimensioni e l'alto rapporto capacitanza/volume li rendono potenzialmente utili nelle applicazioni spaziali comprendenti i missili ed i satelliti.

I nuovi condensatori possono venire impiegati entro un intervallo di temperatura che va dai —78 ai +125 °C ed hanno un basso coefficiente di capacitanza di temperatura (di ±50 ppm/°C).

Nella fabbricazione di questi condensatori, realizzata dalla « Bell Telephone Laboratories », la resina policarbonata (un estere carbonico acido di un bisfenolo) in una soluzione di cloroformio, viene applicata ad un supporto di tereftalato di polietilene e viene poi essiccata facendola passare presso una serie di lampade a raggi infrarossi, dopo di che viene depositata sulla resina una sottile pellicola di alluminio mediante metallizzazione sotto vuoto.

Finalmente, il materiale viene tagliato in strisce della lunghezza desiderata, e la pellicola di policarbonato metallizzato, dello spessore di 0,003 mm, viene separata dal supporto (nastro ausiliario).

Speciali precauzioni vengono prese per avvolgere questo sottilissimo film metallizzato attorno ai condensatori, per mezzo di una macchina espressamente studiata.

Quando i condensatori sono stati completati, essi vengono sigillati entro un piccolo contenitore metallico (di 8 mm di diametro per 38 di lunghezza nel caso di un condensatore da 1 μF), liberati elettricamente dai corti circuiti interni, e sottoposti alle prove di collaudo.

HUNTSVILLE (Alabama) - Una lampada-lampo allo xenon che produce una luce 650 volte più brillante di quella del Sole, sia pure per un millesimo di secondo, è in funzione presso il Centro di Volo Spaziale « George C. Marshall ».

Si tratta di una valvola spirale di 11 giri alta 30 centimetri e mezzo e del diametro interno di 76 millimetri, che, con molta probabilità, è la più grande e la più potente del suo genere oggi esistente. Essa assorbe 240.000 chilowatt per ogni « lampo » di 1/1000 di secondo che viene « sparato » dal fondo di un pozzo del diametro di m 1,82, della profondità di m 2,44, rivestito in acciaio.

La lampada è adoperata per esperienze con un « laser », sotto la direzione dell'ingegnere Robert J. Schwinghamer, che recentemente ottenne un ambito riconoscimento della NASA per l'invenzione di un apparecchio magnetico che semplificherà il montaggio nello spazio, cioè in condizioni di assenza di peso di più veicoli in orbita.

Recentemente la lampada è stata provata sino alla massima potenza luminosa. In corrispondenza della potenza maggiore, essa ha sviluppato una luce talmente abbagliante da scolorire all'istante un foglio di carta nera e da lasciare fumante il suo zoccolo di legno. La secca detonazione che ha provocato ha scosso l'intero edificio 4715 del Centro Marshall.

La potenza applicata sulla valvola supera di circa sei milioni di volte quella occorrente per alimentare una lampada normale da 40 watt. Tuttavia essendo applicata per un tempo estremamente breve, il consumo effettivo non supera quello che si registra nel tenere accesa per un'ora una lampada da 60 watt.

La spirale della lampada è costruita con quarzo ottico, l'unico materiale in grado di resistere al fantastico grado di energie che si accumula nel brevissimo lampo.

Paul Wild, uno scienziato addetto alla divisione di radiofisica della Organizzazione Australiana per la Ricerca Scientifica ed Industriale, ha progettato un radioeliografo del diametro di 3 km, allo scopo di poter ottenere una immagine ben netta del sole.

Questo strumento, unico al mondo, sarà formato da 96 radiotelescopi disposti in cerchio intorno ad una centrale elettronica.

Ciascuno di questi radiotelescopi è costituito da un paraboloide di 12,60 m di diametro, ricoperto da una fitta rete metallica, montato su un pilone dell'altezza di 6,30 m ed avente nel fuoco una antenna bipolare che dista pure 6,30 m dal centro del parabolide.

Le emissioni solari, captate dai telescopi, operanti su una lunghezza d'onda di 3,50 m (corrispondente ad 80 MHz) vengono amplificate un centinaio di volte e poi trasmesse per linee aeree fino alla centrale.

Ivi, esse sono rese visibili su uno schermo di tubi catodici da un equipaggiamento elettronico estremamente complesso. Delle registrazioni su film e su nastro magnetico permetteranno di conservare queste informazioni per analizzarle poi.

Questa gigantesca installazione deve permettere lo studio di alcuni fenomeni legtai alla attività solare: emissione di luce ultravioletta, di raggi X e di gas ionizzati che si accompagnano ai fenomeni di interferenza delle radiocomunicazioni terrestri, e di emissioni di raggi cosmici che pongono dei seri problemi alla astronautica.

Il radiotelescopio australiano deve entrare in servizio nel 1965, in tempo utile per lo studio del del prossimo ciclo solare di 11 anni.

Per la costruzione di questo gigantesco strumento è stata scelta una località sita a 550 km a nord di Sydney, nella regione di Narrabri. La Fondazione americana Ford ha offerto all'Australia un contributo corrispondente a 245.000 sterline australiane.

Presso Sydney è già in funzione un radiotelescopio pilota, che costituirà un elemento della futura installazione.

PITTSBURGH - Un sistema per identificare istantaneamente le sostanze tossiche nelle vittime di avvelenamenti accidentali è stato ideato e realizzato dal dr. Henry West, che presta la sua opera come capo farmacista presso il St. John's Hospital, in collaborazione con il padre ingegnere.

L'apparecchiatura che può essere fatta funzionare con facilità, è collocata accanto al telefono nel cosiddetto « centro controllo veleni », dell'Ospedale, in maniera da poter essere utilizzato come mezzo di consultazione tempestiva dei medici impegnati in casi di avvelenamenti all'esterno.

La macchina elenca su una « carta elettronica dei sintomi » i più comuni agenti tossici esistenti nella regione di Pittsburgh e le piante velenose che vi crescono. Quando perviene per telefono la richiesta di una diagnosi da un medico, l'operatore preme i bottoni corrispondenti ad ognuno dei sintomi riscontrati sulla vittima dell'avvelenamento. Per ogn sintomo, si accendono sul quadro di controllo alcune lampade-spie poste accanto ad una forma di avvelenamento che presenta un quadro clinico analogo. Quando tutti i sintomi sono stati riportati sui tasti della macchina, le sostanze tossiche in corrispondenza delle quali si saranno accese più luci indicheranno la causa più probabile dell'avvelenamento ed il medico all'altro capo del telefono sarà così in condizione di sapere quale antidoto dovrà somministrare.

La tempestiva diagnosi resa possibile dalla nuova macchina è destinata a salvare vite in pericolo in casi di estrema urgenza o senza indicazioni precise per un intervento riparatore.

NEW YORK - Un nuovo cinescopio rettangolare da 21 pollici è stato realizzato dalla National Video Corporation per i televisori a colori dopo due anni di ricerche e con una spesa valutata ad almeno 5 milioni di dollari (3.100 milioni di lire).

Il tubo elettrico è intercambiabile con quello circolare realizzato sin dal 1954 per la televisione a colori dalla Radio Corporation of America. Questa, dal canto suo, sta studiando un cinescopio da 25 pollici adatto ai televisori che ricevono i programmi a colori.

Come è noto, la televisione a colori fece timidamente la sua comparsa negli Stati Uniti una decina di anni or sono. Di fronte alla tiepida accoglienza del pubblico e alle enormi spese necessarie per la costruzione e la gestione delle stazioni trasmittenti e l'allestimento dei programmi, quasi tutti i fabbricanti di televisori a colori si ritirarono dal mercato. Da un paio d'anni, l'andamento è quanto mai promettente. L'anno scorso si calcola che siano stati venduti 530 mila televisori a colori, e che gli Stati Uniti abbiano raggiunto il traguardo dei due milioni di apparecchi in funzione contro 56 milioni e mezzo di apparecchi per programmi in bianco e nero.

Analizzatore mod. 450-E « Lael »

Caratteristiche tecniche:
Sensibilità Vcc: 10000 Ω/V.
Sensibilità Vca: 5000 Ω/V.
Portate fs. Vcc-Vca: 3 - 10 - 30 - 100 - 300 - 1000 V.
Portate fs. mA cc: 0,2 - 1 - 3 - 10 - 30 - 100 - 300 - 1000 mA.
Portate fs. mA ca: 3 - 10 - 30 - 100 - 300 - 1000 mA.
Portate fs. dB: —10,5 —0 +9,5 +20 +29,5 +40 dB.
in 3 portate (x 10 - x 1 K - x 100 K)
Misure di resistenze: da 1 ohm a 20 Mohm centro scala: 20 Ω - 2.000 Ω - 200.000 Ω.
Precisione di taratura: per Vcc, Vca, mAcc migliore del 3% - per mAca Ω e dB migliore del 5%.
Batterie impiegate: 1,5 V e 30 V.
Comandi: selettore misura (mAcc - Ω - Vcc - Vca - mAca) selettore portate reg. azzer. Ω.
Dimensioni: 120 x 170 x 60 mm.
Peso: kg. 0,900 circa.

T/122

Analizzatore mod. 851-B « Lael »

Caratteristiche tecniche:
Sensibilità Vcc: 20000 Ω/V
Sensibilità Vca e Mu: 5000 Ω/V.
Campo di frequenza Vca: sino a 30 KHz.
Campo di frequenza mAca: sino a 15 KHz.
Portate fs. Vcc: 1 - 3 - 10 - 30 - 100 - 300 - 1000 - 5000 V.
Portate fs. Vca: 3 - 10 - 30 - 100 - 300 - 1000 - 5000 V.
Portate fs. mAcc: 50 μA - 0,3 - 1 - 3 - 10 - 30 - 100 - 300 - 1000 mA - 10 A.
Portate fs. mAca: 3 - 10 - 30 - 100 - 300 - 1000 mA - 10 A.
Portate fs. Mu: 3 - 10 - 30 - 100 - 300 - 1000 V corrispondenti a: —10 —0 + 10 +20 +30 +40 dB fs.
Misure di resistenze: da 1 Ω a 30 MΩ in 3 portate: centr oscala: 20 Ω - 2000 Ω - 200.000 Ω.
Precisione di taratura: per Vcc, mAcc Vca migliore del 3% per mAca, Ω Mu migliore del 5%.
Comandi: selettore misura (Vcc - Ω - mAcc - Vca - mAca - Mu) selettore portate - Reg. azzeramento.
Batterie impiegate: 1,5 V e 15 V.
Dimensioni: 196 x 133 x 90 mm.
Peso: kg. 2 circa.

T/123

Analizzatore mod. 691 « Lael »

Caratteristiche generali

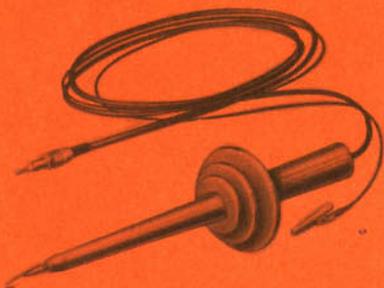
Sensibilità: 20000 ohm/V in Vcc.
5000 ohm/V in Vca.

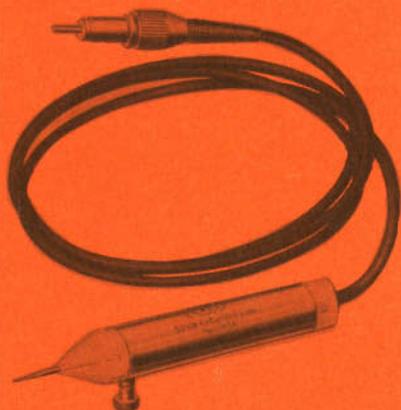
Campo di misura:
Vcc.: da 50 mV a 5000 V in 9 portate
Vca.: da 0,5 V a 5000 V in 7 portate
mAcc.: da 50 uA. a 5 A in 9 portate
mAca.: da 0,5 mA. a 5 A in 7 portate
MU.: da 0,5 A a 500 V in 5 portate
dBm.: da —20 a +62 dB (0 dB = 1 mW su 600 ohm).
Misure in Ohm: da 1 ohm a 50 Mohm in 5 portate.
Centro scala: 20 Ω - 200 Ω - 2 kΩ - 20 kΩ - 200 kΩ.
Precisione taratura: Vcc, mAcc, Vca. ± 3% fs, mAca, Ohm: ± 5% fs.
Dimensioni: 210 x 170 x 95 mm.
Peso: kg. 2.300 circa.

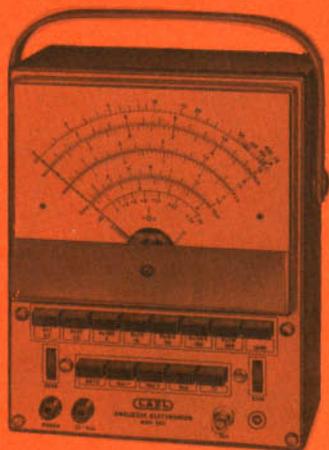
T/124

Voltmetro elettronico mod. 356-A « Lael »

Caratteristiche tecniche:
Misure Vcc: da 0,1 a 1200 V fs. in 7 portate
Precisione: migliore ± 3%.
Impedenza d'ingresso: 10 MΩ.
Misure Vca, eff e p.p.: da 0,2 a 1200 V fs. in 7 portate.
Precisione: migliore del ± 3% per Vca eff. e 5% per Vca picco picco.
Impedenza d'ingresso: 1 MΩ.
Campo di frequenza: da 30 Hz a 100 KHz.
Misure di livello: da —10 a +60 dB in 7 portate da 10 dB.
Misure di resistenze. da 0,2 Ω a 1000 MΩ in 7 portate.
Centro scala: 10 Ω - 100 Ω - 1 kΩ - 10 kΩ - 100 kΩ - 1 MΩ - 10 MΩ.
Comandi: selettore misura (spento; Vca; —Vcc, +Vcc; Vpp; Ω) - selettore portate - Reg. azzeramento. Reg. correzione Ω.
Alimentazione: da 110 ÷ 220 V 50 Hz.
Valvole impiegate: n. 2 - 1/EAA91 - 1/ECC81 n. 1 raddrizzatore al selenio.
Dimensioni: 200 x 136 x 73 mm.

T/131

T/132

Puntale per A.T. mod. PkV - 30 - « Lael »
Con l'analizzatore T/131 e T/135 si possono misurare tensioni fino a 30 kV.

T/133

Sonda per R.F. mod. PR-58 « Lael » - per misure fino a 230 MHz - con l'analizzatore T/131 e T/135.

T/135

Analizzatore Elettronico mod. 682 « Lael »

Caratteristiche generali:

Impedenza d'ingresso: Vcc: 20 MΩ
Vca: 2 MΩ

Campo di misura:

Vcc - Vca: da 50 mV. a 1500 V in 8 portate

Vpp: da 0,1 a 4000 V in 8 portate

Misure di resistenze: da 0,2 Ω a 1000 MΩ in 7 portate.

Centro scala: 10 Ω - 100 Ω - 1 kΩ - 100 kΩ 1 MΩ - 10 MΩ.

Misure di livello: da 10 a + 60 dB.

Campo di frequenza Vca: da 20 Hz a 100 KHz entro ± 3 dB.

Precisione di taratura: Vcc. ± 3%
Vca. ± 5%
Ω ± 3%

Alimentazione: da 110 ÷ 220 V - 50 Hz.

Valvole impiegate: 1/EAA91 - 1/ECC81.

Dimensioni: 210 x 170 x 95 mm.

Peso: kg. 2.800 circa.

Ponte R.C.L. universale mod. 518/A « Lael »

Ponte dedicato ai riparatori e richiesto anche dai laboratori per rapide misure sui componenti elettronici.
Misure di resistenza da 0,5 Ω a 1,2 MΩ.
Misure di capacità da 10 pF a 120 μF.
Misure di induttanza da 50 μH a 12 H.
Frequenza di lavoro: 1000 Hz.
Sensibilità rivelatore: 3 mV.
Precisione taratura 2,5%.
Misure di tgd: da 5 x 10^{-3} a 1 ± 10%.
Misure di Q: da 12 a 500 ± 15%.
Alimentazione: da 110 ÷ 220 V - 50 Hz.
Valvole usate: 1/EM84 - 2/ECC83.
Raddrizzatore E150-C50.
Dimensioni: 205 x 170 x 105 mm.
Peso: 2,5 kg.

T/141

Generatore TV FM mod. 622 « Lael »

Generatore Sweep - Marcker per laboratorio riparazioni radio - TV.

Caratteristiche SWEEP

Gamma di frequenza: da 50 ÷ 90, 170 ÷230 MHz in 9 gamme TV
da 85 ÷ 110 MHz gamma FM
da 2 ÷ 50 MHz gamma FI.
Tensione d'uscita: 200 mV. max TV-FM
100 mV. max FI
Frequenza di modulazione FM: 50 Hz (frequenza rete).
Ampiezza di spazzolamento: 0 ÷25 MHz regolabile in modo continuo e a scatto.
Attenuatore: 75 ohm sbilanciato ad impedenza costante.

Caratteristiche MARKER

Gamma di frequenza: da 4 ÷ 240 MHz in 4 gamme multiple.
Precisione di taratura: migliore dell'1%.
Attenuatore: regolabile in modo continuo.
Uscita per asse oscilloscopio: 5 Vpp circa con regolazione della fase.
Possibilità di soppressione traccia di ritorno.
Alimentazione: da 110 ÷ 220 V - 50 Hz.
Dimensioni: 380 x 270 x 185 mm.
Peso: kg. 7,700 circa.

T/164

Generatore B. F. mod. 652 « Lael »

Gamma di frequenza: da 10 Hz ÷ 100 KHz in 4 gamme.
Precisione: in frequenza ± 3%
Stabilità: deriva inferiore al 3%
Distorsione: minore dell'1% da 10 Hz a 10 KHz - minore del 3% da 10 KHz a 100 KHz.
Tensione d'uscita: 3 V eff max su carico resistivo 600 ohm - 6 V eff mas a circuito aperto.
Attenuatore d'uscita in 5 scatti da 10 dB. Regolazione fine.
Impedenza d'uscita: a circuito aperto, la sorgente è adatta a 600 ohm
con chiusura esterna 300 ohm
con divisore mod. ADV 252 6 ohm.
Alimentazione: della rete 110 ÷ 220 V 50 Hz.
Dimensioni: 210 x 340 x 140 mm.
Peso: kg. 6 circa.

T/166

Millivoltmetro mod. 633 « Lael »

Campo di misura: da 110 μV a 500 V in 6 portate.
Misure di livello: da —80 a +55 dB. = = (1 mW su 600 ohm).
Precisione di taratura: ± 5% fondoscala.
Impedenza d'ingresso: 1 Mohm con 25 pF in parallelo.
Banda passante: da 10 Hz ÷ 500 KHz entro ± 1 dB da 10 Hz ÷ 1 MHz entro ± 6 dB sulla portata 1,5 mV da 10 Hz a 100 KHz entro ± 1,5 dB.
Sensibilità di misura: mediante circuito amplificatore controreazionato.
Alimentazione: dalla rete 110 ÷ 220 V 50 Hz.
Dimensioni: 210 x 170 x 95 mm.
Peso: kg. 2,800 circa.

T/170

Commutatore Elettronico 643-B « Lael »

Il commutatore elettronico mod.643-B consente, utilizzando un normale oscilloscopio, di avere due segnali contemporaneamente sul medesimo schermo di un tubo a raggi catodici.

La sua funzione può essere paragonata a quella di un deviatore che venga commutato in maniera ciclica e con frequenza elevata fra un segnale e l'altro e che quindi applichi in modo alternativo un segnale A o un segnale B all'unico morsetto di ingresso di un oscilloscopio.

Il commutatore è realizzato interamente a transistori consentendo in tal modo un notevole risparmio di spazio, un consumo limitato ed una garanzia di funzionamento.

Numero dei canali di ingresso: 2.

Larghezza di banda: 5 Hz ÷ 100 kHz (entro —3 dB).

Guadagno per canale: 3 volte.

Massimo segnale di ingresso per il massimo segnale di uscita: 0,4 V eff. (1,1 Vpp.).

Impedenza di ingresso: ≧ 80 kΩ.

Frequenza di commutazione: 200 - 600 - 1600 - 5000 Hz circa.

Transitorio di commutazione: 2 Vpp. max.

Semiconduttori impiegati: n. 15.

Alimentazione: da 110 ÷ 220 V - 50 Hz.

Consumo: 6 VA (Cosa = 09).

Dimensioni: 154 x 95 x 120 cm.

Peso: kg. 1,5 circa.

Oscillatore modulato mod. 612 « Lael »

Gamma di frequenza da 150 kHz a 50 MHz in 6 gamme.

Gamma allargata per M.F. 370 ÷ 485 kHz.

Modulazione interna a 400 Hz.

Profondità di modulazione 30%.

Attenuatore lineare e a decade.

Max. tensione d'uscita 0,1 V

Precisione taratura 1%; gamma M.F. 0,3 %

Alimentazione: da 110 ÷ 220 V - 50 Hz.

Dimensioni: 205 x 170 x 105 mm.

Peso: 2,7 kg.

T/181

T/192

Generatore mod. 671 « Lael »
AM-FM

È il generatore particolarmente studiato per la riparazione dei ricevitori FM.
Caratteristiche tecniche:
Frequenza: 3 gamme 4,5 ÷ 6,5 MHz
9 ÷ 13 MHz - 80 ÷ 120 MHz.
Modulazione FM: 400 Hz - ΔF 0 ÷ 200 kHz
Modulazione AM: 1000 Hz - 30%.
Sistemi di modulazione FM: 400 Hz.
AM esterna - assenza di modulazione.
AM 1000 Hz - FM esterna
Uscita su attenuatore a impedenza costante di 75 Ω.
Segnale di uscita: 0,2 V massimi 0,2 μV minimi.
Modulazione esterna: FM 3 V eff. max
AM 9 V eff. max.
Alimentazione: da 110 ÷ 220 V - 50 Hz.
Dimensioni: 210 x 330 x 150 mm.
Peso: 5 kg.

T/201

Provavalvole mod. 755/A « Lael »

La sua facilità d'uso la rende indispensabile ai riparatori per la prova di emissione dei tubi termoionici.
Selettori a leva per commutazione elettrodi
Possibilità di prova dei cortocircuiti fra gli elettrodi.
Tensioni filamento da 0,62 V a 117 V in 20 portate.
Alimentazione: da 110 ÷ 220 V - 50 Hz.
Dimensioni: 285 x 270 x 110 mm.
Peso: kg. 4,5.

Oscilloscopio mod. 632 « Lael »

Caratteristiche tecniche:
Sensibilità 2 mV picco-picco/mm lineare entro 3 dB da 5 a 500.000 Hz.
Asse X:
Sensibilità 25 mV picco-picco picco/mm lineare entro 3 dB da 10 a 100.000 Hz, entro 6 dB sino a 150.000 Hz.
Attenuatore in 2 scatti x1 - x10 - + regolazione continua.
Impedenza d'ingresso 1 Mohm con 50 pF.
Alimentazione: da 110 ÷ 220 V - 50 Hz.
Regolazione fuoco e luminosità
Centraggio X e Y:
Ampiezza X: regolazione continua e a scatti X 1 - X 10.
Ampiezza Y: regolazione continua e a scatti di 20 dB X 1 - X 10 - X 100.
Asse tempi: da 5 a 20.000 Hz.
Ingresso Y con boccole e attacco coassiale per probe.
Dimensioni: 210 x 260 x 385 mm.
Peso: 10 kg.

T/21

Oscilloscopio mod. 642 « Lael »

Caratteristiche tecniche:
Banda passante: ingresso cc 3 dB da 0 a 5 MHz, 6 dB a 7 MHz.
Ingresso ca 3 dB da 10 Hz a 5 MHz 6 dB a 7 MHz.
Ingresso con amplificatore in c.a. entro 3 dB da 10 Hz a 3 MHz.
Risposta ai transitori: tempo di salita = = 0,07 u S.
Sensibilità: 10 mV pp/mm per ingresso cc. c.a. - 2 mV pp/mm con amplificatore c.a.
Attenuatore compensato: in 4 scatti decadici più regolazione fine.
Impedenza d'ingresso: 1 M Ohm con 25 pF.
Ingressi: ca. cc. - preamplificatore c.a.
Taratura d'ampiezza, selezionabili con commutatore - Tens. max applicabile: 600 V pp.
Banda passante:
Entro 3 dB da 5 Hz a 200 KHz.
Sensibilità: 25 mV pp./mm.
Impedenza d'ingresso: 1 M Ohm con 25 pF.
Attenuatore: in 2 scatti decadici, più regolazione fine..
Asse tempi: da 5 Hz a 60 KHz in 6 gamme; più regolazione fine.
Alimentazione: da 110 ÷ 220 V - 50 Hz.
Dimensioni: 330 x 240 x 385 mm.
Peso: 15 kg. circa.

T/221

I MICROCIRCUITI

APRONO NUOVE PROSPETTIVE

PER L'ELETTRONICA

La comparsa e il successo del transistor hanno prodotto, da dieci anni a questa parte, una profonda trasformazione in tutti i settori dell'elettronica. Il transistor non ha tuttora cessato di progredire, sia nei perfezionamenti produttivi, sia nell'estensione dei campi di applicazione. Tuttavia la stessa tecnologia che ha portato il transistor alla sua attuale evoluzione, sta anche ponendo le basi del suo superamento, attraverso l'introduzione e lo sviluppo dei circuiti integrati.

Mediante il « processo planare », introdotto nel 1960 negli Stati Uniti dalla Fairchild Semiconductor, e poi in Europa dalla sua consociata, la Società Generale Semiconduttori di Agrate (Milano), è diventato possibile produrre transistori al silicio di alta qualità e di minime dimensioni. La fettina di silicio subisce una preliminare ossidazione, in un forno a 1200 °C, che le assicura una assoluta protezione contro la contaminaziozione esterna e contro il decadimento delle caratteristiche elettriche. Attraverso ulteriori processi di mascheratura, di fotoincisione e di diffusione, sulla stessa fettina vengono poi formate contemporaneamente alcune centinaia di transistori perfettamente identici. In seguito, la fettina viene tagliata nelle singole unità e queste sono incapsulate nei rispettivi contenitori.

L'ulteriore passo avanti della tecnologia planare ha condotto ai circuiti integrati. Un microcircuito integrato è un intero circuito, con tutti i transistori, i diodi e le resistenze occorrenti — fino a venti componenti —, che viene formato mediante la tecnica planare su un'unica, compatta piastrina di silicio dell'area di circa 2 mm^2, poi racchiusa in un contenitore formato transistor. Una tale unità rimpiazza completamente il circuito, ed evita inoltre le interconnessioni a filo esterne fra i vari componenti (una delle maggiori cause di cedimenti dei circuiti). La maggior parte dei circuiti, per ogni applicazione, può essere integrata. La spinta oggi prevalente si esercita tuttavia verso l'integrazione dei circuiti logici, per le rivoluzionarie prospettive che essi aprono nella tecnica dei calcolatori.

La famiglia dei dieci microcircuiti o « Elementi Micrologici » della SoScietà Generale Semiconduttori — corrispondenti ad altrettante funzioni logiche fondamentali, e reciprocamente compatibili —, e nel suo insieme in grado di assolvere tutte le funzioni della sezione logica di un calcolatore digitale, senza l'ausilio di nessun altro componente separato.

Si ottengono così una estrema miniaturizzazione dell'apparecchiatura (il cui volume è riducibile a circa un decimo di quello possibile con le tecniche attuali), una richiesta di potenza notevolmente più

Il futuro dell'elettronica è documentato in questa foto con drammatica evidenza. I dieci « Elementi Micrologici » della SGS, posti per confronto di dimensioni sopra una moneta da 500 lire, comprendono 61 transistori al silicio e 88 resistenze. Lo stesso numero di componenti basterebbe per costruire i circuiti di una decina di radioricevitori transistorizzati.

bassa, e un fortissimo risparmio nel numero dei componenti (in un calcolatore per regolazione costruito recentemente negli Stati Uniti, il MARTAC 420, in ogni modulo logico 20 Elementi Micrologici compiono le funzioni di 120 transistori e 210 resistenze, più le relative interconnessioni a filo esterne).

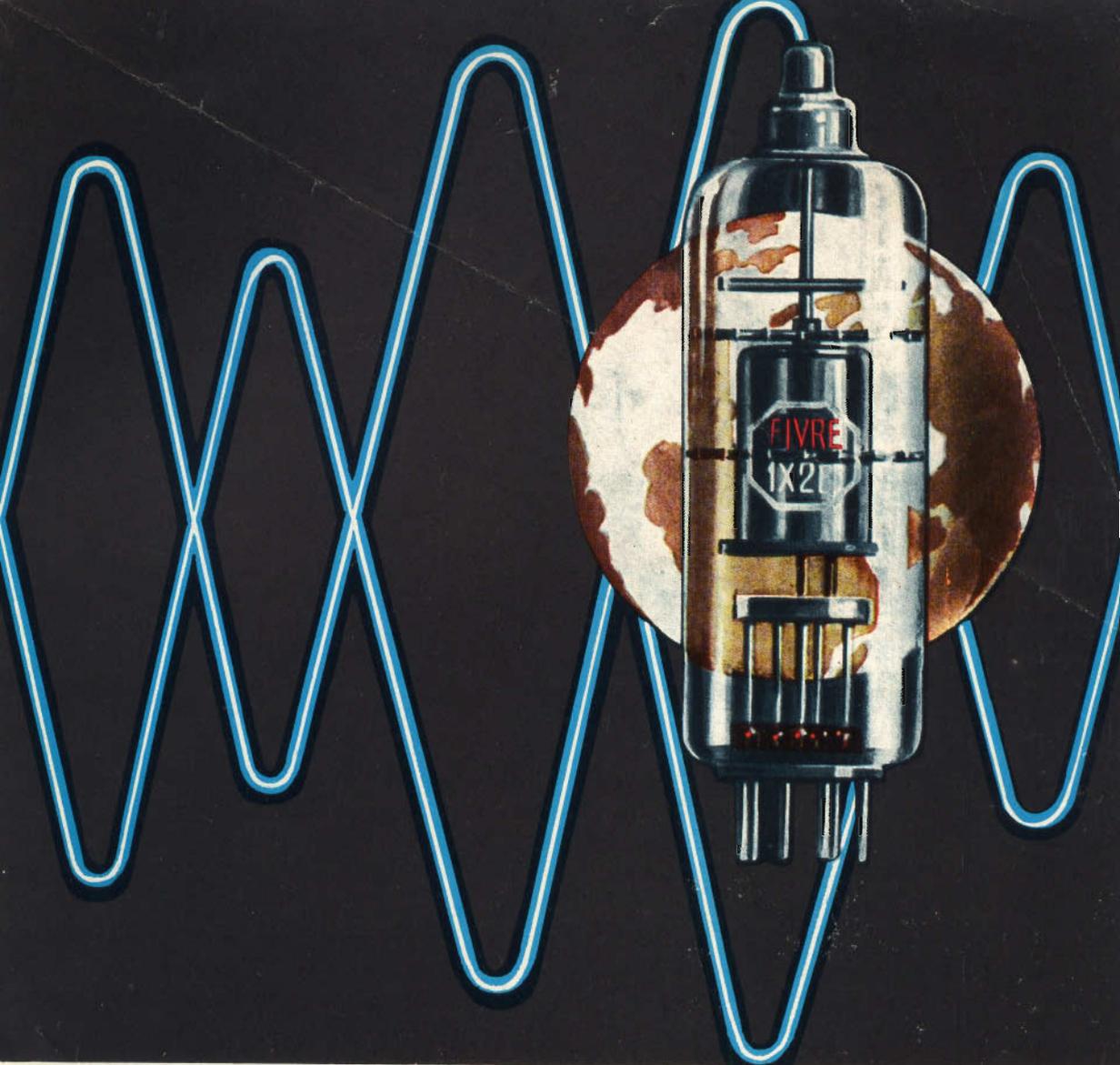
Le trasformazioni che i circuiti integrati introdurranno nell'elettronica professionale durante i prossimi dieci anni si prevedono radicali. La miniaturizzazione dei componenti logici permetterà di costruire calcolatori più maneggevoli, mentre il loro elevato grado di affidamento garantirà ai calcolatori stessi una sicurezza di funzionamento assai più elevata (le prove di vita finora attuate sui Micrologici hanno registrato più di 5 miloni di ore unità senza cedimenti . Nello stesso tempo, il costo dei calcolatori potrà sostanzialmente diminuire, perchè con lo sviluppo della produzione in serie e grazie ai perfezionamenti tecnologici, un circuito integrato completo costerà presto quanto un singolo transistore al silicio, mentre i costi di assemblaggio risultano già ora ridotti, e il lavoro di progetto logico radicalmente semplificato.

Del resto, alcune importanti realizzazioni sono già state attuate. Il MAGIC, un recentissimo calcolatore per guida inerziale per applicazioni missilistiche della A. C. Spark Plug, impiega migliaia di Micrologici nella sua sezione logica, lo stesso vale per il calcolatore costruito dalla Raytheon per l'installazione sul veicolo spaziale « Apollo »: solo grazie agli Elementi Micrologici SGS-Fairchild questo ultimo ha potuto corrispondere alle specifiche, che imponevano un volume inferiore a 0,03 m^3 e un peso inferiore a 27 kg.

Sulla base di queste esperienze, si prevede un rapido sviluppo dei Micrologici e un impetuoso allargamento delle loro prospettive di applicazione. La tecnologia dei microcircuiti planari sembra infatti possedere un potenziale tuttora ben lungi dall'essere compiutamente esplorato.

ERRATA CORRIGE

Contrariamente a quanto pubblicato sul n. 4/1964 il prezzo di listino del giradischi HI-FI DUAL 1009 è di Lire **47.500**

- senza cartuccia -

LA PRIMA FABBRICA DI PILE A SECCO DEL MONDO
HELLESENS
HELLESENS
steel flash
HELLESENS
steel power
HELLESENS
All steel